



Instituto Politécnico de Tomar

Escola Superior de Tecnologia de Tomar

Tiago Alexandre Lapa Louro

Conversor AC-DC com corrente de entrada sinusoidal

Dissertação de Mestrado

Orientado por:

Professor Especialista Francisco Nunes
Professor Doutor Raul Monteiro
IPT

Dissertação apresentada ao Instituto Politécnico de Tomar
para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção
do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica

RESUMO

Este trabalho consiste no estudo, desenvolvimento e construção de um conversor de corrente alternada em corrente contínua com correção do fator de potência. Atualmente, um dos maiores problemas que a rede elétrica enfrenta é o ruído introduzido por cargas não lineares associado ao baixo fator de potência que normalmente caracteriza esse tipo de cargas. Um exemplo comum são as fontes de alimentação para computadores, cuja potência tem vindo contínua e sustentadamente a aumentar, devido às novas gerações de processadores. Um dos modos de reduzir eficazmente este problema é através da introdução de cargas que absorvam correntes de forma aproximadamente sinusoidal, uma vez que, desta maneira, o ruído conduzido é fortemente atenuado e é possível obter um fator de potência aproximadamente unitário.

Palavras-chave: Fator de potência, PFC, CrM, CCM, DCM, FCCrM

ABSTRACT

This work consists on study, development and construction of an alternating current to direct current converter with power factor correction. Currently, one of the biggest problems that the electrical network faces is the noise introduced by non-linear loads associated to the low power factor that usually characterizes this type of loads. A common example are computer power supplies, in which we can find a continuously and steadily increasing power, due to new generations of processors. Effective reduction of this problem can be achieved by introducing loads which absorb currents of approximately sinusoidal shape, since, in this way, the conducted noise is greatly attenuated, and approximately unitary power factor can be obtained.

Keywords: Power Factor, PFC, CrM, CCM, DCM, FCCrM

AGRADECIMENTOS

Agradeço aos meus professores pelos ensinamentos transmitidos e pela disponibilidade demonstrada, em especial ao Professor Francisco Nunes, pelas suas indicações, sugestões, críticas e correções que contribuíram para o desenvolvimento e conclusão deste trabalho e ao Professor Raul Monteiro pelas indicações iniciais, esclarecimentos e fornecimento da documentação disponível no mercado.

Agradeço também à minha família que sempre me apoiou e nunca me deixou desistir.

Agradeço aos meus colegas e amigos pelo inesgotável apoio moral dado durante a elaboração deste trabalho.

Por último e não menos importante, agradeço à Escola Superior Tecnologia de Tomar pelas condições disponibilizadas para a minha formação académica e em particular para a realização deste trabalho.

Índice

| | |
|---|-----|
| RESUMO..... | i |
| ABSTRACT | iii |
| AGRADECIMENTOS | v |
| Índice | vii |
| Índice de figuras | ix |
| Índice de tabelas | xiv |
| Lista de abreviaturas e siglas | xv |
| 1. Introdução | 1 |
| 1.1. Objetivos | 3 |
| 2. Fator de Potência | 5 |
| 2.1. O que é o Fator de Potência | 7 |
| 2.2. Legislação | 8 |
| 2.2.1. Norma EN 50160 | 9 |
| 2.2.2. Norma EN 61000-3-2 | 13 |
| 2.2.3. Norma IEEE 519 | 17 |
| 2.3. Problemas associados ao deficiente FP..... | 21 |
| 2.3.1. Fator de potência indutivo | 21 |
| 2.3.2. Fator de potência capacitivo | 22 |
| 2.4. Harmônicas | 24 |
| 3. Correção do Fator de Potência..... | 31 |
| 4. Filtros Passivos | 33 |
| 4.1. Valley-Fill PFC | 34 |
| 4.2. Bobine AC | 35 |
| 4.3. Bobine DC | 36 |

| | | |
|--------|---|-----|
| 4.4. | Filtro passa-banda | 38 |
| 4.5. | Filtro rejeita banda | 39 |
| 4.6. | Filtro de Harmónicas | 40 |
| 5. | Filtros Ativos (PFCs) | 41 |
| 5.1. | Modos de Operação | 48 |
| 5.1.1. | <i>Discontinuous Conduction Mode (DCM)</i> | 48 |
| 5.1.2. | <i>Critical Conduction Mode (CrM)</i> | 50 |
| 5.1.3. | <i>Frequency Clamped Critical Conduction Mode (FCCrM)</i> | 54 |
| 5.1.4. | <i>Continuous Conduction Mode (CCM)</i> | 56 |
| 6. | PFC <i>boost</i> em CrM | 59 |
| 6.1. | Dimensionamento do PFC em CrM | 59 |
| 6.2. | Simulação do PFC em CrM | 63 |
| 6.3. | Dimensionamento da Bobine | 89 |
| 6.4. | Construção do PFC em CrM | 95 |
| 6.5. | PFC em CrM - Testes | 97 |
| 7. | Conclusão | 107 |
| 8. | Bibliografia | 109 |

Índice de figuras

| | |
|---|----|
| Figura 1 – Triângulo das potências..... | 6 |
| Figura 2 - Carga resistiva..... | 6 |
| Figura 3 - Carga indutiva..... | 6 |
| Figura 4 - Carga capacitiva..... | 7 |
| Figura 5 - Diagrama para classificação de equipamentos. | 15 |
| Figura 6 - Ponto de Ligação Comum..... | 18 |
| Figura 7 - Esquema equivalente de rede de distribuição elétrica. | 23 |
| Figura 8 - Soma vetorial das quedas de tensão numa rede de distribuição elétrica com característica capacitiva..... | 23 |
| Figura 9 - Funções de transferência da corrente e da tensão e equações adjacentes. | 25 |
| Figura 10 - Forma de onda não sinusoidal. | 26 |
| Figura 11 - Forma de onda resultante da soma da fundamental com a 3ª harmónica. | 26 |
| Figura 12 - Classificação dos PFCs..... | 31 |
| Figura 13 - Retificação Simples. | 33 |
| Figura 14 - Formas de onda para a tensão e corrente para retificação normal. | 33 |
| Figura 15 - Circuito Valley-Fill..... | 34 |
| Figura 16 - Formas de onda típicas. | 35 |
| Figura 17 - Retificador com bobine AC. | 35 |
| Figura 18 - Forma de onda típica de um retificador com indutor AC. | 36 |
| Figura 19 - Retificador com indutor DC. | 36 |
| Figura 20 - Forma de onda típica de um retificador com indutor DC. | 37 |
| Figura 21 - Retificador com indutor DC com condensador de compensação. | 37 |
| Figura 22 - Forma de onda típica de um retificador com indutor DC e com condensador de compensação..... | 37 |
| Figura 23 - Retificador com filtro passa-banda. | 38 |
| Figura 24 - Forma de onda típica de um retificador com filtro passa-banda..... | 38 |
| Figura 25 - Retificador com filtro rejeita-banda..... | 39 |
| Figura 26 - Forma de onda típica de um retificador com filtro rejeita-banda. | 39 |

| | |
|--|----|
| Figura 27 - Retificador com filtro de harmónicas. | 40 |
| Figura 28 - Circuito PFC entre a alimentação e a carga. | 41 |
| Figura 29 - PFC Boost. | 42 |
| Figura 30 - Conversor DC-DC boost. | 42 |
| Figura 31 - Relação de conversão versus <i>duty cycle</i> no conversor boost. | 43 |
| Figura 32 - Conversor dc-dc <i>boost</i> com S_{on} | 44 |
| Figura 33 - Conversor dc-dc <i>boost</i> com S_{off} | 44 |
| Figura 34 - Conversor dc-dc <i>boost</i> , formas de onda da corrente de entrada (indutor). | 45 |
| Figura 35 - Conversor dc-dc <i>boost</i> , formas de onda da tensão de saída. | 45 |
| Figura 36 - Formas de onda do conversor dc-dc <i>boost</i> | 46 |
| Figura 37 - Controlo proporcional integral. | 47 |
| Figura 38 - Controlador Analógico PI. | 47 |
| Figura 39 - Formas de onda da tensão na bobine do PFC DCM. | 49 |
| Figura 40 - Formas de onda da corrente na bobine do PFC DCM. | 49 |
| Figura 41 - PFC DCM com diodo e <i>mosfet</i> ao corte (regime lacunar). | 50 |
| Figura 42 - Esquema básico para um PFC em CrM. | 51 |
| Figura 43 - Formas de onda da corrente CrM. | 51 |
| Figura 44 - Forma de onda triangular. | 52 |
| Figura 45 - Esquema básico para um PFC em CrM sem amostragem AC. | 53 |
| Figura 46 - Efeito envelope. | 53 |
| Figura 47 - Corrente na bobine em regime descontinuo. | 55 |
| Figura 48 - Forma de onda da Corrente no PFC em CCM. | 56 |
| Figura 49 - Diagrama de blocos do PFC em CCM: controlo em modo de tensão. .. | 57 |
| Figura 50 - Controlo em modo de corrente – Bloco PWM. | 58 |
| Figura 51 – PFC em CrM circuito de potência (<i>boost</i>). | 59 |
| Figura 52 - Conversor <i>boost</i> com resistência de amostragem de corrente. | 64 |
| Figura 53 - PFC em CrM com detetor da passagem da corrente por zero. | 64 |
| Figura 54 – Formas de onda do PFC em CrM com detetor da passagem da corrente por zero. (1- Forma de onda da corrente no diodo, 2 – Forma de onda no comparador de <i>zero crossing</i>) | 65 |
| Figura 55 - PFC CrM com Flip-Flop JK e temporizador 555. | 66 |

| | |
|--|----|
| Figura 56 - Saída indecisa do temporizador 555. | 67 |
| Figura 57 - Temporizador com atraso | 67 |
| Figura 58 – Formas de onda do temporizador com atraso (1-tensão no <i>trigger</i> , 2- <i>Reset</i> no flip-flop JK, 3- Corrente no diodo, 4 – Set no flip-flop JK, 5- Sinal de comando do <i>Mosfet</i>). | 68 |
| Figura 59 – Controlador PI. | 68 |
| Figura 60 - Diagrama de blocos do PFC. | 69 |
| Figura 61 - Diagrama de blocos em malha fechada do PFC com controlador PI. ... | 70 |
| Figura 62 - Resposta a degrau do controlador PI. | 71 |
| Figura 63 - Temporizador 555..... | 72 |
| Figura 64 - PFC CrM com temporizador 555..... | 73 |
| Figura 65 - Contante de tempo e curva de carga de um condensador. | 74 |
| Figura 66 - Controlo de t_{on} | 75 |
| Figura 67 - <i>Reset</i> do temporizador. | 75 |
| Figura 68 – PFC em CrM alimentado em tensão continua..... | 76 |
| Figura 69 - Sinal de saída antes do filtro passa baixo no arranque. | 76 |
| Figura 70 - Formas de onda do controlo no arranque do PFC CrM. 1-Sinal do Controlador PI, 2-Tensão no condensador do temporizador (entrada negativa do comparador), 3- Sinal de <i>zero crossing</i> , 4-Sinal do temporizador, 5- Sinal para a gate do <i>mosfet</i> , 6- <i>Clock</i> do <i>flip-flop</i> JK..... | 77 |
| Figura 71 - Forma de onda da corrente no arranque do conversor..... | 77 |
| Figura 72 - Forma de onda da corrente de entrada após estabilizar. | 78 |
| Figura 73 - Mudança de ciclo de relógio e consequência na corrente de entrada. ... | 78 |
| Figura 74 - Latch SR e a sua tabela de verdade..... | 79 |
| Figura 75 - Flip-flop JK e a sua tabela de verdade..... | 79 |
| Figura 76 - Identificação do momento em que o <i>set</i> e o <i>reset</i> são simultâneos. | 80 |
| Figura 77 - PFC em CrM, circuito completo..... | 81 |
| Figura 78 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada do PFC em CrM..... | 81 |
| Figura 79 - Tensão de controlo e forma de onda no condensador do temporizador do PFC em CrM. | 82 |
| Figura 80 - Tensão de saída do PFC em CrM. | 82 |
| Figura 81 - PFC em CrM em <i>breadboard</i> | 83 |

| | |
|---|-----|
| Figura 82 - PFC em CrM: identificação de problemas práticos. | 84 |
| Figura 83 - Espaçamento entre o zero real e o zero detetado. | 85 |
| Figura 84 - Circuito final do PFC em CrM. | 86 |
| Figura 85 - Formas de onda da tensão(vermelho) e corrente de entrada (azul). | 87 |
| Figura 86 - Formas de onda no temporizador (VPI (verde) e VC(vermelho)). | 87 |
| Figura 87 - Formas de onda no temporizador (VPI (verde) e VC(vermelho)) na passagem por zero. | 88 |
| Figura 88 - Tensão de saída(laranja) e corrente de saída (vermelho). | 88 |
| Figura 89 - Sistema de alimentações do circuito de controlo. | 89 |
| Figura 90 - Curvas B-H típicas. | 90 |
| Figura 91 - Perdas típicas em função da densidade de fluxo com a frequência como parâmetro. | 91 |
| Figura 92 - ETD39 - Características. | 92 |
| Figura 93 - Esquemático para a PCB. | 96 |
| Figura 94 - PCB do PFC em CrM. | 96 |
| Figura 95 - PCB em CrM final. | 97 |
| Figura 96 - PFC em CrM desligado: formas de onda de entrada da tensão (em cima) e da corrente (em baixo). | 98 |
| Figura 97 - PFC em CrM desligado: FFT da tensão de entrada (1ª e 3ª, 5ª e 7ª; 9ª harmónicas). | 99 |
| Figura 98 - PFC em CrM desligado: FFT da corrente de entrada (1ª e 3ª, 5ª e 7ª; 9ª harmónicas). | 100 |
| Figura 99 - PFC em CrM ligado: Formas de onda de entrada da tensão (em cima) e da corrente (em baixo). | 101 |
| Figura 100 - PFC em CrM ligado (50 W): FFT da tensão de entrada (1ª e 3ª, 5ª e 7ª; 9ª harmónicas). | 101 |
| Figura 101 - PFC em CrM ligado (50 W): FFT da corrente de entrada (1ª e 3ª, 5ª e 7ª; 9ª harmónicas). | 102 |
| Figura 102 - PFC em CrM ligado (30W): Formas de onda de entrada da tensão (em cima) e da corrente (em baixo). | 103 |
| Figura 103 - PFC em CrM ligado (30 W): FFT da tensão de entrada (1ª e 3ª, 5ª e 7ª; 9ª harmónicas). | 104 |

| | |
|--|-----|
| Figura 104 - PFC em CrM ligado (30 W): FFT da corrente de entrada (1ª e 3ª; 5ª e 7ª; 9ª harmónicas). | 104 |
|--|-----|

Índice de tabelas

| | |
|--|-----|
| Quadro 1 - Fatores por escalão de faturação de energia reativa indutiva..... | 8 |
| Quadro 2 - Requisitos da tensão de alimentação de acordo com a norma EN 50160. | 12 |
| Quadro 3 - Valores máximos individuais de tensão das harmónicas até à 25 ^a harmónica, em relação à fundamental U_n | 12 |
| Quadro 4 - Limites para equipamentos de classe A. | 16 |
| Quadro 5 - Limites para equipamentos de classe B..... | 16 |
| Quadro 6 - Limites para equipamentos de classe C..... | 16 |
| Quadro 7 - Limites para equipamentos de classe D. | 17 |
| Quadro 8 - Limites de distorção harmónica para a tensão no PCC..... | 19 |
| Quadro 9 - Limites de distorção harmónica para a corrente no PCC. | 20 |
| Quadro 10 - Valor eficaz da tensão de entrada sem PFC. | 99 |
| Quadro 11 - Valor eficaz da corrente de entrada sem PFC. | 100 |
| Quadro 12 - Valor eficaz da tensão de entrada com PFC (50 W). | 102 |
| Quadro 13 - Valor eficaz da corrente de entrada com PFC (50 W). | 103 |
| Quadro 14 - Valor eficaz da tensão de entrada com PFC (30 W). | 104 |
| Quadro 15 - Valor eficaz da corrente de entrada com PFC (30 W). | 105 |

Lista de abreviaturas e siglas

U - Tensão

Un - Tensão Nominal

I - Intensidade

P - Potência Ativa

Q - Potência Reativa

S - Potência Aparente

V - Volt

Var - Volt Ampere Reativo

Var.h - Volt Ampere Reativo hora

VA - Volt Ampere

A - Ampere

W - Watt

W.h - Watt hora

R - Resistência

Z - Impedância

H - Henri

Hz - Hertz

F - Faraday

f - Frequência

C - Capacidade de um Condensador

L - Indutância de uma Bobine

D - Díodo

t - Tempo

s - Segundo

AC - Corrente Alternada (*Alternate Current*)

DC - Corrente Contínua (*Direct Current*)

FP - Fator de potência

ERSE - Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos

MAT - Muito Alta Tensão

AT - Alta Tensão

MT - Media Tensão

BTE - Baixa Tensão Especial

BTN - Baixa Tensão Normal

BT - Baixa Tensão

IEC - Comissão Eletrotécnica Internacional (*International Electrotechnical Commission*)

CENELEC - Comité Européen de Normalização Electrotécnica (*Comité Européen de Normalisation Électrotechnique*)

EMC - Compatibilidade Eletromagnética (*Electromagnetic Compatibility*)

IEEE - Instituto de Engenheiros Eletrotécnicos e Eletrónicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers*)

PCC - ponto de ligação comum (*Point of Common Coupling*)

THD - Distorção Harmónica Total (*Total Harmonic Distortion*)

TDD - Distorção Harmónica Emitida (*Total Demand Distortion*)

IHD - Distorção Harmónica Individual (*Individual Harmonic Distortion*)

X_L - Reactância Indutiva

X_C - Reactância Capacitiva

ω - Velocidade Angular

φ - Ângulo de Desfasagem

PFC - Correção do Fator de Potência (*Power Factor Correction*)

PWM - Modulação por Largura de Impulso (*Pulse-Width Modulation*)

LED - Díodo Emissor de Luz (*Light Emitting Diode*)

CCM - Modo de Condução Contínua (*Continuous Conduction Mode*)

DCM - Modo de Condução Descontínua (*Discontinuous Conduction Mode*)

CrM - Modo de Condução Crítico (*Critical Conduction Mode*)

FCCrM - Modo de Condução Crítico com Frequência Cortada (*Frequency Clamped Critical Conduction Mode*)

UPS - Fonte de Alimentação Ininterrupta (*Uninterrupted Power Supply*)

K_p - Ganho Proporcional

K_i - Ganho Integral

T_i - Tempo Integral

PI - Proporcional Integral (*Proportional Integral*)

PID - Proporcional Integral Derivativo (*Proportional Integral Derivative*)

RMS - Valor Eficaz (*Root Mean Square*)

CLK - Ciclos de Relógio (*Clock*)

TI - Transformador de Intensidade

PCB - Placa de Circuito Impresso (*Printed Circuit Board*)

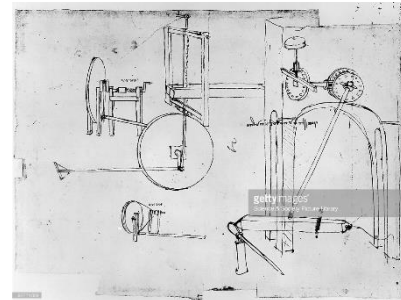
FFT - Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*)

dB - Decibel

1. Introdução

Provavelmente, Leonardo Da Vinci foi o primeiro homem que, “inconscientemente”, inventou a correção do fator de potência. Durante os séculos XV e XVI a madeira era o material de eleição para quase todos os trabalhos, desde a construção à pintura, o que tornava este produto muito apetecível pelos seus consumidores. Todavia, a madeira não era uma matéria de fácil transformação e necessitava de maquinaria e mão-de-obra “pesadas” para a tratar e moldar. Um corte

longitudinal da madeira era feito com recurso a uma máquina que consistia no corte vertical da peça, recorrendo a um braçal com dentes bem afiados e bem polida, e 2 pessoas que faziam força verticalmente cortando o pedaço de madeira. Da Vinci (*Codex Atlanticus*) redesenhou essa máquina [1] adicionando-



lhe um braço de força e reduzindo a mão-de-obra para metade. A serra movia-se continuamente na vertical cortando assim a madeira que lhe era apresentada e o motor da máquina era uma pessoa que empurrava e puxava a alavanca presa a um êmbolo, que transformava a energia feita na horizontal em energia na vertical. No entanto, rapidamente percebeu que a máxima força transferida entre o “motor” e a “carga” dava-se com a serra no início ou no fim do seu curso e que a máxima necessidade de força estava situada no meio do curso da serra, momento em que a transferência de energia era mínima. Ou seja, a necessidade de energia e a disponibilidade de energia estavam em quadratura obrigando assim a máquina a parar. Para equilibrar a disponibilidade de energia, Da Vinci adicionou um volante de inércia, armazenando e fornecendo energia à “carga”, corrigindo o ângulo em que a carga e o motor fornecem a sua máxima energia e permitindo assim que a máquina funcione só com um homem.

Contudo, no início da evolução da utilização da energia elétrica, e principalmente durante a segunda revolução industrial com a contribuição de Nikola Tesla [2], a eficiência energética não foi um fator importante na construção de máquinas industriais e o lado negro da corrente alternada foi escondido em prol das suas grandes vantagens. A construção da maquinaria industrial tinha como principal objetivo criar máquinas rudes e robustas que desempenhassem o seu papel com o menor esforço humano

possível e também com o menor custo possível, sem preocupações do foro da eficiência energética. Estas consumiam grandes quantidades de energia elétrica e realizavam todo o tipo de trabalhos sequenciais e árduos de forma rápida. Claro que as máquinas estavam sujeitas à qualidade da energia existente, porém os efeitos dessas deficiências energéticas não eram conhecidos nem avaliados, em parte devido à robustez das máquinas elétricas, mas também devido ao facto de os aparelhos de medição de energia da época não estarem preparados para esta nova realidade.

Com o início da terceira revolução industrial, que se estende até aos dias de hoje, o paradigma da construção de equipamentos elétricos inverteu-se [3]. As necessidades de consumo eram cada vez maiores e os consumidores domésticos aumentavam e, nesse momento, as fragilidades da corrente alternada começavam a ganhar forma. A produção e distribuição de energia elétrica estavam a ser levadas ao limite. As fábricas, que deixaram de produzir a sua própria energia elétrica, e os consumidores domésticos aumentaram substancialmente e passaram a estar ligados a um ponto comum: a rede de distribuição elétrica. Com o aumento exagerado do consumo de energia, os construtores de equipamentos elétricos elevaram para o topo da prioridade a eficiência energética dos seus equipamentos. Estes passaram a ser mais pequenos e mais eficientes, mas menos robustos e menos tolerantes à poluição da energia provocada por outros equipamentos. A qualidade da energia elétrica passou a ser prioridade, obrigando os equipamentos ao cumprimento de normas relativas ao consumo de energia elétrica.

No entanto, a qualidade de energia nem sempre é fácil de manter. No início da terceira revolução industrial, grande parte dos equipamentos presentes na rede elétrica eram equipamentos lineares compostos maioritariamente por bobines, colocando a rede de distribuição elétrica com uma característica indutiva. A qualidade da energia elétrica era mantida com recurso a elementos passivos e a geradores que forneciam energia reativa, permitindo assim o equilíbrio na rede de distribuição elétrica. Contudo, com a introdução do conceito de eletrónica de consumo e com a evolução da eletrónica na indústria, a poluição da rede elétrica ganhou um novo peso com a introdução de um novo fenómeno: a poluição harmónica. Este tipo de perturbações afeta o funcionamento de outros equipamentos eletrónicos e lineares, sensíveis à qualidade da energia. Estas perturbações não têm características lineares, o que torna a sua correção um trabalho árduo, mas imperativo, em prol da qualidade da energia elétrica, enquanto o número de

equipamentos eletrónicos cresce a um ritmo nunca antes visto. A qualidade da energia elétrica é um dos fatores mais importantes nos dias correntes para os novos equipamentos cada vez menos robustos e cada vez mais sensíveis a variações da alimentação. Fazer com que cada equipamento "polua" cada vez menos a rede é um desafio e uma obrigação a adotar por todos os fabricantes de equipamentos, em defesa de uma rede de distribuição elétrica estável e capaz de responder à evolução dos equipamentos.

1.1.Objetivos

A elaboração deste trabalho está assente em 6 objetivos. Em primeiro lugar está o estudo do conversor e principalmente o estudo do controlador a usar neste conversor AC-DC com corrente de entrada sinusoidal. Para isso, será necessário averiguar a existência de topologias existentes e discutir qual o melhor método a seguir.

Após a escolha de uma topologia, o segundo objetivo é a conceção do conversor de potência e do controlo. Para isso deverão ser calculadas as partes de potência e de controlo do conversor, recorrendo de seguida a um simulador adequado para fazer os primeiros testes e ajustes.

O terceiro objetivo será montar o circuito em *breadboard* e, após os ensaios, em placa de circuito impresso.

Concluir a montagem com ensaios e recolha de dados é o quarto objetivo. Os valores a registar deverão estar assentes na medição da distorção harmónica deste conversor e deles deverão ser retiradas as devidas ilações.

O quinto objetivo é a comparação deste conversor com outros existentes no mercado.

Não menos importante, o sexto objetivo consiste na verificação da existência de perspetivas de aperfeiçoamento ou desenvolvimentos a fazer neste conversor.

2. Fator de Potência

As instalações elétricas são dimensionadas com base na potência dos diferentes aparelhos que se prevê instalar. Quando olhamos para uma instalação ou até para uma região de distribuição de energia elétrica, percebemos que o rendimento da instalação elétrica está diretamente relacionado com o tipo de cargas aí instaladas.

Existem dois tipos de energia numa instalação elétrica: energia ativa e energia reativa. A energia ativa (W.h) é a energia que realmente produz “trabalho”, enquanto que a energia reativa (Var.h) é a energia responsável na produção de fluxos magnéticos em motores, transformadores, etc. No entanto, esta energia reativa “ocupa espaço” na instalação que deveria ser usado com energia ativa e aumenta as perdas na instalação (e, sucessivamente, na rede de distribuição) diminuindo consequentemente o seu rendimento, podendo vir a provocar consequências nefastas para a instalação e para os aparelhos elétricos aí instalados.

Na generalidade, existem 3 tipos de cargas: resistiva, indutiva e capacitiva. As cargas resistivas são cargas homogêneas, ou seja, são cargas que são completamente compostas por resistências ou que, visto da instalação, têm um comportamento igual ao de uma carga resistiva. As cargas indutivas são cargas maioritariamente compostas por bobines que produzem fluxos magnéticos e este tipo de cargas é muito comum em instalações elétricas. As cargas capacitivas são cargas maioritariamente compostas por condensadores e não é muito comum encontrar uma instalação capacitiva devido aos riscos associados a este tipo de cargas.

Como cada carga tem um consumo diferente, a potência também as distingue entre potência ativa, potência reativa e potência aparente. A potência ativa é a potência que é usada para produzir “trabalho”; a potência reativa é a potência responsável na produção de campos magnéticos e a potência aparente é a soma vetorial das duas anteriores. A relação entre estas pode ser vista na seguinte imagem:

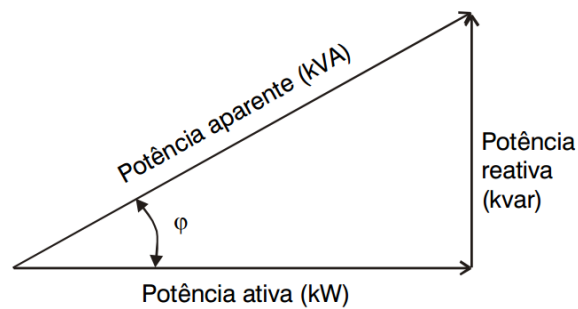


Figura 1 – Triângulo das potências.

Como podemos observar na figura anterior conclui-se que a potência reativa é diretamente proporcional ao seno do ângulo φ , sendo este ângulo a defasagem entre a corrente e a tensão. Esta defasagem é medida em graus (ou radianos) e é o que realmente distingue uma carga indutiva de uma carga capacitiva. Quando $\varphi=0$, estamos perante uma carga puramente resistiva ou que se comporta como uma carga resistiva.

As formas de onda que podemos observar nos 3 casos são as seguintes:

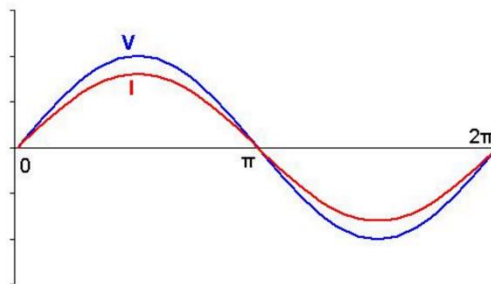


Figura 2 - Carga resistiva.

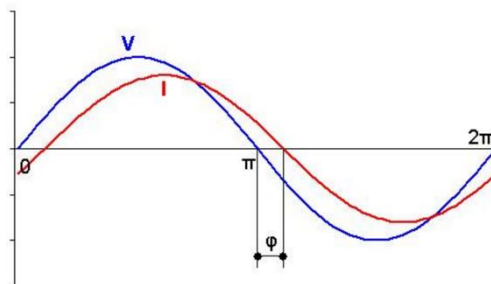


Figura 3 - Carga indutiva.

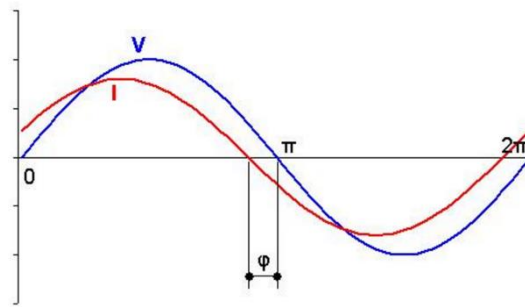


Figura 4 - Carga capacitiva.

Com base neste ângulo φ , podemos então calcular o fator de potência.

2.1. O que é o Fator de Potência

Por definição o fator de potência é a razão entre a potência ativa e a potência aparente:

$$FP = \frac{P(kW)}{S(kVA)} = \cos \varphi \quad (1)$$

O fator de potência pode tomar valores entre 0 e 1. A sua análise pode ser traduzida como o “rendimento” de uma determinada rede elétrica e as duas grandezas podem ser calculadas. Todas as grandezas podem ser calculadas, recorrendo ao triângulo das potências da figura 1.

Pela análise do triângulo das potências da figura 1, recorrendo ao Teorema de Pitágoras e à trigonometria, podemos retirar todas as fórmulas necessárias para o cálculo das potências relativas a um sistema elétrico. As mais usadas são:

$$P = U \times I \times \cos \varphi \quad (2)$$

$$Q = U \times I \times \sin \varphi \quad (3)$$

$$S = U \times I \quad (4)$$

Estas fórmulas traduzem o cálculo das potências ativa, reativa e aparente de um sistema elétrico.

2.2.Legislação

De acordo com o ERSE [4] , a legislação em vigor prevê a cobrança do consumo de energia reativa a clientes de MAT, AT, MT e BTE, sempre que esta energia ultrapasse os limites estipulados. Estes limites podem ser impostos tanto pelo comercializador como pela legislação atual. Sempre que o comercializador imponha novos limites e/ou preços, estes têm de ser publicados. O preço a cobrar pode variar consoante o comercializador. No entanto, no caso da energia reativa consumida, os limites e os seus fatores multiplicativos estão legislados pela ERSE.

O objetivo deste tipo de legislação é desincentivar o consumo deste tipo de energia, visto que o seu efeito no transporte de energia tem impactos diretos no seu fornecimento, recorrendo a equipamento específico para o local mediante um dimensionamento prévio. Definindo uma tarifa de energia reativa penalizadora incentiva-se os consumidores a manterem em bom funcionamento os seus sistemas de compensação de energia reativa.

A energia reativa indutiva é faturável nas horas fora de vazio em que o FP seja inferior a 0.958 ou que a $\tan \varphi$ seja superior a 0.3. Esta cobrança está dividida em escalões como no quadro abaixo:

| | Descrição | Fator Multiplicativo |
|-----------|------------------------------------|----------------------|
| Escalão 1 | Para $0.3 \leq \tan \varphi < 0.4$ | 0.33 |
| Escalão 2 | Para $0.4 \leq \tan \varphi < 0.5$ | 1.00 |
| Escalão 3 | Para $\tan \varphi \geq 0.5$ | 3.00 |

Quadro 1 - Fatores por escalão de faturação de energia reativa indutiva

O preço da energia reativa indutiva é obtido através do preço de referência da energia reativa, aplicando o fator multiplicativo referente ao escalão aplicável.

A energia reativa capacitiva pode ser alvo de faturação nas horas de vazio, de acordo com os critérios definidos pelos operadores de redes e tornados públicos.

Ainda é de salientar que os preços da energia reativa são aprovados e publicados anualmente pela ERSE.

2.2.1. Norma EN 50160

A norma EN 50160:2007 - Características da tensão fornecida pela rede geral de distribuição (NP EN50160) [5] é uma norma europeia que define, normaliza e limita todas as componentes da energia elétrica (frequência, amplitude, forma de onda e simetria das tensões trifásicas) em baixa tensão ou média tensão, que é fornecida pelo distribuidor aos seus consumidores, para que todos os seus equipamentos possam funcionar corretamente.

Devido à amplitude do uso da energia elétrica por todo o mundo em diferentes áreas, sistemas, dimensão da população e/ou hábitos de consumo, podem existir variantes desta norma tornando-se assim mais otimizada ao contexto atual.

No entanto, esta norma define que a responsabilidade da qualidade não está assente somente no distribuidor de energia elétrica, mas também no consumidor e nos seus equipamentos. Assim, com esta sinergia de esforços é possível ter e manter uma qualidade de energia aceitável e dentro dos parâmetros definidos nesta norma.

Nesta norma, a maioria das componentes da tensão elétrica são definidos. Os mais importantes para este caso são os seguintes:

- Tensão de alimentação - Valor eficaz da tensão no ponto de ligação, durante um determinado tempo.
- Tensão nominal (U_n) - Valor eficaz da tensão por defeito ou valor padronizado.

- Frequência da tensão de alimentação - Taxa de repetição da onda fundamental da tensão de alimentação, medida durante um intervalo de tempo.
- Variação da tensão - Uma variação positiva ou negativa do valor eficaz de tensão devido à variação de cargas no sistema de distribuição ou parte dele.
- Tremulação ou *flicker* - Impressão de instabilidade da sensação visual provocada por um estímulo luminoso cuja luminância ou repartição espectral flutua no tempo.
- Severidade do *flicker* – Intensidade da tremulação definida pelo método de medição de *flickers* UIE-IEC e cálculo dos seguintes parâmetros:
 - Severidade de curta duração (P_{st}) - medida durante um período de 10 minutos.
 - Severidade de longa duração (P_{lt}) - Calculada através de uma sequência de 12 valores de P_{st} durante um intervalo de 2 horas, através da seguinte expressão:

$$P_{lt} = \sqrt[3]{\sum_{i=1}^{12} \frac{P_{sti}^3}{12}} \quad (5)$$

- Tensão harmónica - Tensão sinusoidal cuja frequência é um múltiplo da frequência fundamental (50Hz) da tensão de alimentação. As tensões harmónicas podem ser calculadas:
 - Individualmente, através da sua amplitude relativa (U_n) em relação à tensão da frequência fundamental U_1 , onde n é a ordem da harmónica.
 - Globalmente, por exemplo pela taxa de distorção harmónica THD, calculada através da seguinte expressão:

$$THD_u = \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{40} U_h^2}{U_1^2}} \quad (6)$$

- Tensão inter-harmónica - Tensão sinusoidal com uma frequência não é um múltiplo na frequência fundamental.

- Desequilíbrio de tensão - Num sistema trifásico, os valores eficazes de tensões e o desfasamento entre as mesmas não são iguais.

A norma EN50160 estabelece limites para as redes de distribuição elétrica em baixa e média tensão. No entanto, somente serão aqui apresentadas as características para baixa tensão através do seguinte quadro:

| Parâmetros | Características da tensão de alimentação |
|--------------------------------------|---|
| Frequência de alimentação | A frequência nominal deverá ser 50Hz. O valor da frequência em condições normais deverá estar compreendido entre +/- 1% (49,5 a 50,5 Hz) em 99,5% do ano e -6% a +4% (47 a 52 Hz) em 100% do ano. |
| Tensão de alimentação | A tensão de alimentação (U_n) deverá ser 230V para BTN em condições normais e poderá variar +/- 10% (207 a 253V) em 95% da semana. |
| Alterações rápidas de tensão | Podem ocorrer até 5% do valor nominal, no entanto podem chegar até 10 % do valor nominal de tensão ocasionalmente. Pode ocorrer até 1 severidade de longa duração em 95% da semana. |
| Cavas | As cavas poderão ocorrer, desde que tenham uma duração inferior a 1s e uma profundidade inferior a 60%. No entanto, ocasionalmente, poderão ocorrer com uma duração e profundidade superior. |
| Interrupções de curta duração | São interrupções até 3 minutos. Podem ocorrer desde algumas dezenas até algumas centenas por ano, desde que 70% das interrupções sejam inferiores a 1s. |
| Interrupções de longa duração | São interrupções superiores a 3 minutos. Estas interrupções deverão ser inferiores a 10 vezes ou até 50 vezes por ano, dependendo da zona. |
| Sobretensões transitórias | Geralmente são inferiores a 6kV. No entanto, poderão ocorrer ocasionalmente sobretensões transitórias superiores. O seu tempo de subida poderá ir desde milissegundos até 1 microssegundo. |

| | |
|---|--|
| Desequilíbrio das tensões de alimentação | Durante uma semana, o desequilíbrio não deverá ser superior a 2%. Em algumas áreas poderá chegar aos 3%. |
|---|--|

Quadro 2 - Requisitos da tensão de alimentação de acordo com a norma EN 50160.

| Harmónicas ímpares | | Harmónicas pares | |
|--------------------|---------------------|------------------|---------------------|
| Ordem n | Tensão relativa (%) | Ordem n | Tensão relativa (%) |
| 3 | 5 | 2 | 2 |
| 5 | 6 | 4 | 1 |
| 7 | 5 | 6 ... 24 | 0.5 |
| 9 | 1.5 | | |
| 11 | 3.5 | | |
| 13 | 3 | | |
| 15 | 0.5 | | |
| 17 | 2 | | |
| 19 | 1.5 | | |
| 21 | 0.5 | | |
| 23 | 1.5 | | |
| 5 | 1.5 | | |

Quadro 3 - Valores máximos individuais de tensão das harmónicas até à 25ª harmónica, em relação à fundamental U_n .

No quadro 3 são apresentados os limites máximos permitidos de tensão para cada harmónica. Na norma EN 50160 também apresentados outros parâmetros e também situações excepcionais em que a norma não pode ser aplicada. Porém, pela análise desta norma, estas restrições não são particularmente rigorosas para o fornecedor de serviços. No entanto, estes consideram estas normas principalmente informativas e não se responsabilizam caso os limites sejam ultrapassados [6].

Em 2010, a CENELEC publicou uma nova versão da norma EN 50160 [7], que veio substituir a antiga versão de 2007. As principais diferenças vão no sentido de uma melhor clarificação de conceitos que a tornem mais aplicável no âmbito regulamentar e a introdução de uma nova secção relativa às características da tensão em redes de distribuição em AT. Também foram alterados alguns procedimentos e definições.

No caso da BT, foi adotado um novo quadro para apresentação do número de cavas de tensão medidas durante o período de monitorização da qualidade de energia. A profundidade das cavas e a sua duração foram agora ajustadas aos parâmetros utilizados pelos fabricantes de equipamentos para testes e caracterização da sua imunidade a eventos de tensão. No caso das sobretensões foi introduzida a obrigatoriedade de monitorização e divulgação das sobretensões. No entanto, em Portugal foi optado por não colocar restrições ao valor máximo das sobretensões. [7]

2.2.2. Norma EN 61000-3-2

Desde 1 de Janeiro de 2001 que todos os equipamentos eletrónicos, com um consumo máximo de 16A e que se destinem a ser ligados à rede pública de energia elétrica têm de cumprir a norma EN 61000-3-2 [8]. Esta norma, que faz parte da diretiva Europeia sobre a compatibilidade Eletromagnética (EMC) [9], tem como objetivo garantir que a poluição eletromagnética esteja sob controlo. Esta diretiva garante que todos os equipamentos elétricos e eletrónicos não produzam ou não sejam afetados por interferências eletromagnéticas.

Esta norma aplica-se a todos os equipamentos elétricos que sejam alimentados pela rede de distribuição elétrica pública em BT e com corrente máxima até 16A por fase. Esta norma não se aplica nos seguintes casos:

- Redes de distribuição elétrica não públicas
- Equipamento médico
- Equipamento que se enquadre na classe A e D mas com uma potência inferior a 75W
- Equipamento com uma tensão de alimentação inferior a 230V AC (limites ainda não são considerados)
- Fontes de alimentação comutadas
- Equipamento profissional com uma potência superior a 1kW

Com a aplicação da norma EM 61000-3-2, o equipamento fica classificado num sistema de 4 classes com especificações próprias de cada classe. Existem 4 classes de equipamentos e caso o equipamento não se enquadre em nenhuma das seguintes classes, então a norma não pode ser aplicada a esse equipamento:

- Classe A:
 - Sistemas trifásicos
 - Equipamentos de linha branca, exceto equipamentos que se encaixem na classe D
 - Ferramentas que não sejam portáteis
 - Reguladores de intensidade para lâmpadas incandescentes
 - Todo o restante equipamento que não seja compatível com as restantes classes.
- Classe B:
 - Ferramentas portáteis
 - Equipamento de soldadura em arco que não seja equipamento profissional
- Classe C:
 - Equipamento de iluminação
- Classe D:
 - Computadores e similares com uma potência igual ou inferior a 600W
 - Recetores de Televisão com uma potência igual ou inferior a 600W

O seguinte diagrama de blocos tem como objetivo simplificar a classificação do equipamento:

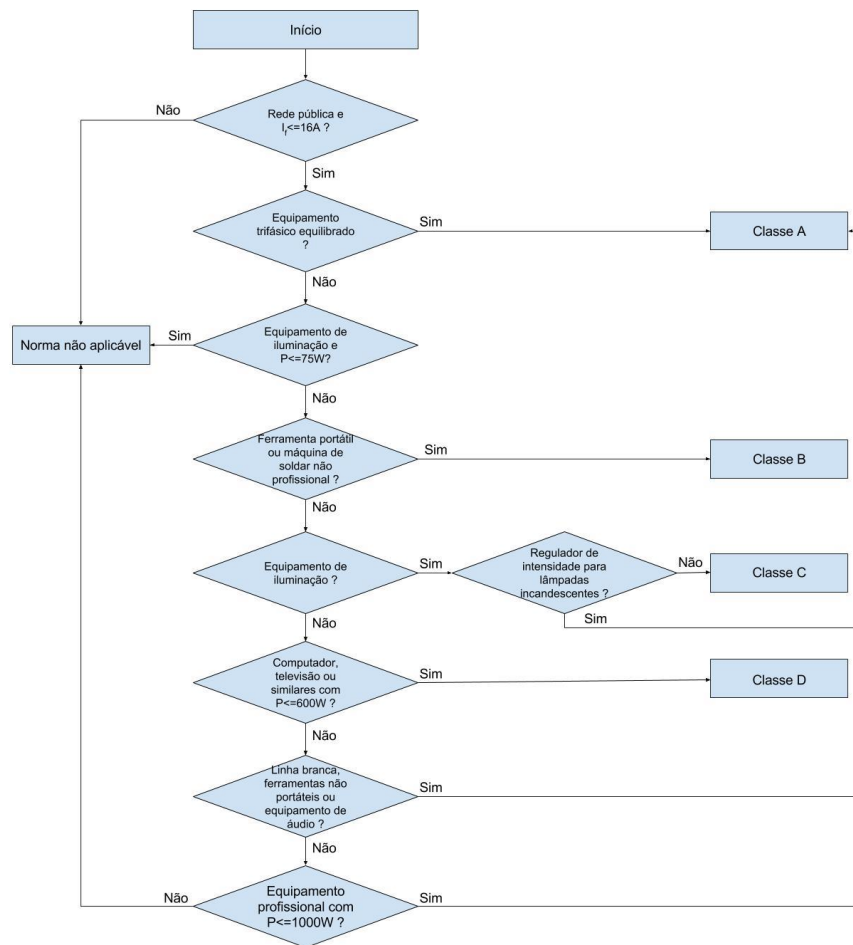


Figura 5 - Diagrama para classificação de equipamentos.

Para cada classe de equipamentos, existe um limite máximo admissível para o valor de cada harmónica. O limite de harmónicas estende-se até à 39ª sequência para as harmónicas ímpares e até à 40ª sequência para as harmónicas pares.

| Harmónicas ímpares | | Harmónicas pares | |
|--------------------|----------------------|------------------|----------------------|
| Ordem n | Corrente máxima | Ordem n | Corrente máxima |
| 3 | 2.3 | 2 | 1.08 |
| 5 | 1.4 | 4 | 0,43 |
| 7 | 0.77 | 6 | 0.3 |
| 9 | 0.4 | 8 ... 40 | $0.23 * \frac{8}{n}$ |
| 11 | 0.33 | | |
| 13 | 0.21 | | |
| 15 ... 39 | $0.15 * \frac{8}{n}$ | | |

Quadro 4 - Limites para equipamentos de classe A.

| Harmónicas ímpares | | Harmónicas pares | |
|--------------------|-----------------------|------------------|-----------------------|
| Ordem n | Corrente máxima | Ordem n | Corrente máxima |
| 3 | 3.45 | 2 | 1.62 |
| 5 | 2.1 | 4 | 0,65 |
| 7 | 1.16 | 6 | 0.45 |
| 9 | 0.6 | 8 ... 40 | $0.345 * \frac{8}{n}$ |
| 11 | 0.5 | | |
| 13 | 0.32 | | |
| 15 ... 39 | $0.225 * \frac{8}{n}$ | | |

Quadro 5 - Limites para equipamentos de classe B.

No quadro seguinte, estão expressos os valores máximos admissíveis, em percentagem, da corrente de entrada na frequência fundamental (50Hz):

| Harmónicas ímpares | | Harmónicas pares | |
|--------------------|-----------------------|------------------|-----------------------|
| Ordem n | Corrente relativa (%) | Ordem n | Corrente relativa (%) |
| 3 | 30 * FP | 2 | 2 |
| 5 | 10 | | |
| 7 | 7 | | |
| 9 | 5 | | |
| 11 ... 39 | 3 | | |

Quadro 6 - Limites para equipamentos de classe C.

De referir que para equipamentos de classe C com uma potência superior a 25W, os limites são dados pelo quadro anterior.

No entanto, para equipamentos de classe C com uma potência inferior ou igual a 25W, os valores máximos admissíveis para a corrente em cada harmónica estão expressos no Quadro 7 na coluna correspondente à corrente máxima por watt (mA/W), ou a terceira harmónica deverá não exceder 86% e a quinta harmónica deverá não exceder 61% da corrente da frequência fundamental. [8]

| Harmónicas ímpares | | | Harmónicas pares | |
|--------------------|-----------------|---------------------------------|------------------|-----------------|
| Ordem n | Corrente máxima | Corrente máxima por watt (mA/W) | Ordem n | Corrente máxima |
| 3 | 2.3 | 3.4 | | |
| 5 | 1.14 | 1.9 | | |
| 7 | 0.77 | 1 | | |
| 9 | 0.4 | 0.5 | | |
| 11 | 0.33 | 0.35 | | |
| 13 ... 39 | Ver quadro 4 | $\frac{3.85}{n}$ | | |

Quadro 7 - Limites para equipamentos de classe D.

Em 2014 a CENELEC publicou uma atualização desta norma EN61000 [10], que veio substituir a antiga versão de 2005 com 2 alterações, em 2008 e em 2009. Esta nova versão vem clarificar métodos de medições, adicionar novos testes para máquinas de lavar, frigoríficos, aspiradores, etc., e clarificar os requisitos para equipamentos de classe C com uma potência ativa inferior ou igual a 25W.

2.2.3. Norma IEEE 519

A norma IEEE 519 [11] – “Práticas recomendadas e requisitos para o controlo de harmónicas em sistemas de distribuição elétrica”, com a sua última atualização em 2014, é uma norma não limitativa criada pelo IEEE com o objetivo de estabelecer limites recomendados de harmónicas e indicar métodos de medição das mesmas.

Uma das principais diferenças desta norma em relação às normas apresentadas anteriormente é a introdução do PCC (*point of common coupling*) ou, em português, o ponto de ligação comum. Este ponto está designado entre o consumidor e a rede de distribuição elétrica, sendo aqui que a norma IEEE 519 estabelece todos os limites de harmónicas.

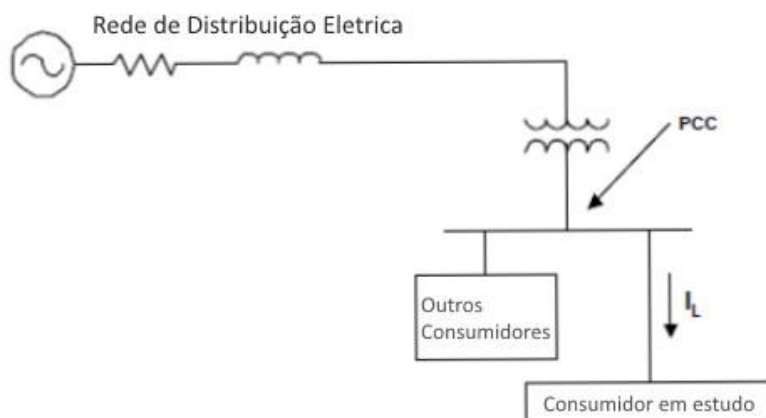


Figura 6 - Ponto de Ligação Comum.

Nesta norma, todos os limites de harmónicas são recomendados e não impostos a cada utilizador no seu PCC e não em cada equipamento. Isto é justificado por uma mudança de paradigma em relação á emissão de harmónicas por parte dos equipamentos. É possível em diversas partes da instalação ter limites de harmónicas muito superiores aos limites presentes nesta norma desde que, estando todos os equipamentos na mesma instalação, possamos assistir ao seu cancelamento pela soma de todas as harmónicas existentes na instalação.

Outro conceito chave onde esta norma assenta é o conceito de TDD, ou distorção total fornecida, que será explicado mais à frente.

Como a gestão das harmónicas na rede de distribuição eléctrica é uma gestão partilhada, envolvendo operadores e consumidores, existem limites recomendados tanto para a tensão como para a corrente.

Para a caracterização das harmónicas existem 2 tipo de medições. As harmónicas de muito curta duração correspondem a um período de 3 segundos para cada harmónica. Cada conjunto de 3 segundos é composto por pequenos pacotes de 15 medições consecutivas correspondentes a 10 ciclos (valor médio). Para o cálculo da harmónica de muito curta duração é usada a seguinte fórmula em que F representa a tensão (V) ou a corrente (I) em valor eficaz, n representa a ordem da harmónica, i representa o índice e vs é a notação de “very short”:

$$F_{n,vs} = \sqrt{\frac{1}{15} \sum_{i=1}^{15} F_{n,i}^2} \quad (7)$$

As harmónicas de curta duração constituem basicamente uma agregação de 200 harmónicas consecutivas de muito curta duração, correspondendo a um intervalo de 10 minutos. A agregação é feita através da fórmula do valor médio, semelhante à anterior. Neste caso a notação *sh* é a denominação de “*short*”:

$$F_{n,sh} = \sqrt{\frac{1}{200} \sum_{i=1}^{200} F_{(n,vs),i}^2} \quad (8)$$

Para os limites de harmónicas da tensão, o distribuidor deve manter o valor das harmónicas no PCC nos seguintes limites:

- Diariamente, 99% das harmónicas de muito curta duração deverão ser 1.5 vezes inferiores aos valores indicados no quadro 8.
- Semanalmente, 95% das harmónicas de curta duração deverão ser inferiores aos valores indicados no quadro 8.

| Tensão no Barramento - PCC | Harmónica individual (%) | Distorção harmónica total – THD (%) |
|-------------------------------|-----------------------------|--|
| V ≤ 1.0 kV | 5.0 | 8.0 |
| 1 kV < V ≤ 69 kV | 3.0 | 5.0 |
| 69 kV < V ≤ 161 kV | 1.5 | 2.5 |
| 161 kV < V | 1.0 | 1.5 |

Quadro 8 - Limites de distorção harmónica para a tensão no PCC.

Todos os valores no quadro anterior são em percentagem relativa à frequência fundamental no PCC.

Esta norma estabelece diferentes limites de harmónicas da corrente para cada nível de tensão:

- $120V \leq V \leq 69kV$

- $69\text{kV} < V \leq 161\text{kV}$
- $V > 161\text{kV}$

Como os 2 últimos limites não se situam dentro da baixa e média tensão nem no âmbito deste trabalho, apenas vão ser apresentados os limites das harmónicas para sistemas entre 120V a 69kV.

No PCC, os consumidores deverão manter as harmónicas da corrente nos seguintes parâmetros:

- Diariamente, 99% das harmónicas de muito curta duração deverão ser 2 vezes inferiores aos valores indicados no quadro 9.
- Semanalmente 99% das harmónicas de curta duração deverão ser 1.5 vezes inferiores aos valores indicados no quadro 9.
- Semanalmente 95% das harmónicas de curta duração deverão ser inferiores aos valores indicados no quadro 9

| Valor máximo de distorção harmónica da corrente | | | | | | |
|---|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|------|
| Ordem da harmónica (só ímpares) | | | | | | |
| I_{SC}/I_L | $3 \leq n \leq 11$ | $11 \leq n \leq 17$ | $17 \leq n \leq 23$ | $23 \leq n \leq 35$ | $35 \leq n \leq 50$ | TDD |
| <20 | 4.0 | 2.0 | 1.5 | 0.6 | 0.3 | 5.0 |
| 20<50 | 7.0 | 3.5 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 8.0 |
| 50<100 | 10.0 | 4.5 | 4.0 | 1.5 | 0.7 | 12.0 |
| 100<1000 | 12.0 | 5.5 | 5.0 | 2.0 | 1.0 | 15.0 |
| >1000 | 15.0 | 7.0 | 6.0 | 2.5 | 1.4 | 20.0 |

Quadro 9 - Limites de distorção harmónica para a corrente no PCC.

Neste quadro, I_{SC} corresponde à corrente máxima de curto-circuito no PCC, I_L corresponde à corrente máxima de entrada no PCC e n à ordem da harmónica.

Todos os valores são em percentagem relativa à corrente de entrada I_L do PCC. Esta corrente I_L corresponde à média do somatório dos valores máximos de corrente registados nos últimos 12 meses.

Para as harmónicas pares, o valor máximo de distorção harmónica é limitado a 25% dos valores da tabela e qualquer distorção que resulte numa componente contínua da corrente não é permitida. Para as inter-harmónicas com frequências que não sejam

múltiplos inteiros da fundamental, os utilizadores deverão manter os limites em valores suficientemente baixos para que não se produza fenómenos indesejados na rede de distribuição ou mesmo nos equipamentos. A limitação destes valores deverá ser feita caso a caso tendo por base o anexo A da presente norma.

2.3. Problemas associados ao deficiente FP

2.3.1. Fator de potência indutivo

Um fator de potência indutivo é o caso mais comum nos sistemas e instalações ligadas à rede elétrica. Isto deve-se ao facto de a maior parte dos equipamentos ligados a uma instalação serem indutâncias, mais especificamente motores ou transformadores.

Nestes casos, a instalação sofre um acréscimo de corrente a circular, por vezes significativa. Isto pode ser facilmente deduzido através da fórmula da potência:

$$P = U \times I \times \cos \varphi \leftrightarrow I = \frac{P}{U * \cos(\varphi)} \quad (9)$$

Como se pode deduzir, a corrente é inversamente proporcional ao fator de potência pelo que quanto mais indutivo for o fator de potência, maior será a corrente na instalação.

Com o aumento de corrente numa instalação, um dos primeiros efeitos negativos de um baixo fator de potência é as perdas por efeito de joule na instalação:

$$P_{perdas} = Z * I^2 \quad (10)$$

Isto traduz-se numa possível saturação térmica do condutor/máquina que esteja em funcionamento, o que, para fazer face a este problema, nos leva ao sobredimensionamento da instalação, no qual se inclui o aumento da secção dos condutores a utilizar. Neste caso, o custo final da instalação/equipamento será

encarecido pelo custo dos condutores sobredimensionados. Caso contrário será expectável assistir a quedas de tensão em vários pontos da instalação e será difícil manter os níveis de tensão em toda a instalação:

$$\Delta U = Z * I \quad (11)$$

No caso das máquinas elétricas, estas são catalogadas pela sua potência aparente S em kVA, sendo a potência aparente dada pela relação entre a potência ativa e o fator de potência:

$$S = \frac{P}{\cos(\varphi)} \quad (12)$$

Perante um fator de potência indutivo e como foi anteriormente mencionado, caso o fator de potência ultrapasse os limites máximos legais, os custos da energia reativa são acrescidos e cobrados na fatura da energia elétrica.

2.3.2. Fator de potência capacitivo

Ao contrário do caso anterior, a existência de um fator de potência capacitivo não é um caso regular. No entanto, é possível a existência de um fator de potência capacitivo na rede elétrica, como por exemplo nas linhas de transporte de energia elétrica.

Este tipo de fator de potência, à semelhança do caso anterior, tem como consequência perdas no transporte de energia elétrica devido à elevada corrente devida a esta energia reativa.

$$P_{perdas} = Z * I^2 \quad (13)$$

Ainda em relação ao transporte de energia, outra perda considerável a ter em conta será as perdas nos transformadores. Com um aumento do transporte de energia reativa capacitiva, os transformadores terão perdas acrescidas nos seus enrolamentos devido ao

aumento de corrente. Esta perda leva ao aquecimento excessivo do equipamento e a uma deterioração superior ao normal.

No entanto, a principal consequência da existência de um fator de potência capacitivo reside no aumento anormal de tensão em diversos pontos da distribuição/instalação e todas as consequências que este fenómeno acarreta.

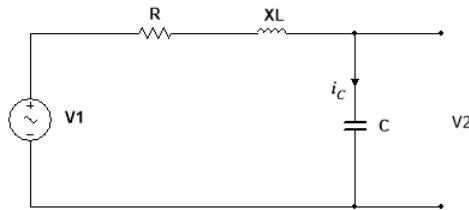


Figura 7 - Esquema equivalente de rede de distribuição elétrica.

Se considerarmos que o transporte de energia elétrica tem o esquema equivalente apresentado na Figura 7 podemos concluir que a queda de tensão neste troço pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$\Delta U = Z * I \leftrightarrow \Delta U = (R + jX_L) * I \quad (14)$$

Assim, pela lei das malhas obtemos:

$$\vec{V_2} = \vec{V_1} - \vec{R * I_C} - \vec{X_L * I_C} \quad (15)$$

Vectorialmente:

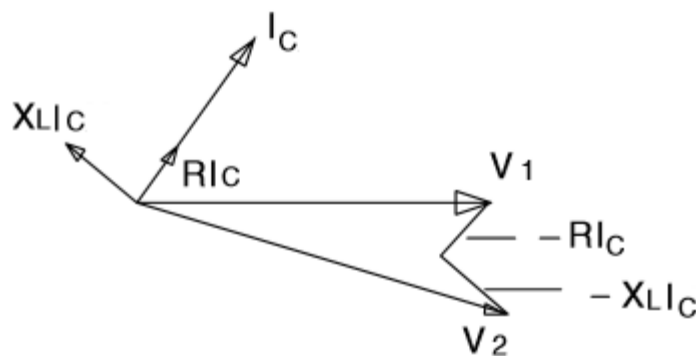


Figura 8 - Soma vetorial das quedas de tensão numa rede de distribuição elétrica com característica

capacitiva

Assim, pela análise da expressão anterior e do sistema de vetores equivalente, é possível concluir que para sistemas capacitivos, a tensão no fim da linha de transporte irá ser superior à tensão no início da linha. Receber uma tensão que é superior à que é produzida, também é conhecido por efeito Ferranti [12]. O efeito de Ferranti é aplicável em linhas de transporte de energia de média e longa distância e sem carga, devido à capacidade “parasita” das linhas de transporte.

2.4.Harmónicas

A principal origem das harmónicas nas redes de distribuição prende-se com equipamentos não lineares ligados à rede eléctrica.

Normalmente as harmónicas são encaradas como tendo frequências que são múltiplos inteiros da frequência fundamental. Assim, existem 2 tipos de harmónicas, pares e ímpares. As harmónicas ímpares (3, 5, 7, 9, ...) são compostas por frequências múltiplas da fundamental de ordem ímpar, enquanto que as harmónicas pares (2, 4, 6, 8...) são compostas por frequências múltiplas da fundamental de ordem par. A harmónica com ordem 1 é a frequência fundamental da onda e a harmónica com ordem 0 representa a constante DC da onda, que tem efeitos secundários em alguns equipamentos.

A maior parte das harmónicas produzidas por equipamentos não lineares são harmónicas ímpares. No entanto, alguns equipamentos durante o arranque, como por exemplo transformadores ou fornos em arco, produzem harmónicas pares.

No início do século XIX, o matemático francês Jean Baptiste Fourier formulou que uma função periódica não sinusoidal com frequência fundamental f pode ser decomposta através do somatório de funções sinusoidais com frequências múltiplas

inteiras da frequência fundamental, ou seja uma onda não sinusoidal é composta pela soma de n ondas sinusoidais.

A função de transferência relativa à tensão e à corrente pode ser representada pelas expressões

$$v(t) = V \sin(\omega t) \quad (16)$$

$$i(t) = I \sin(\omega t \pm \varphi) \quad (17)$$

onde $\omega = 2\pi f$ é a velocidade angular e φ o desfasamento entre a corrente e a tensão. φ toma valores positivos quando a corrente está em avanço em relação à tensão e toma valores negativos quando a corrente está em atraso em relação à tensão.

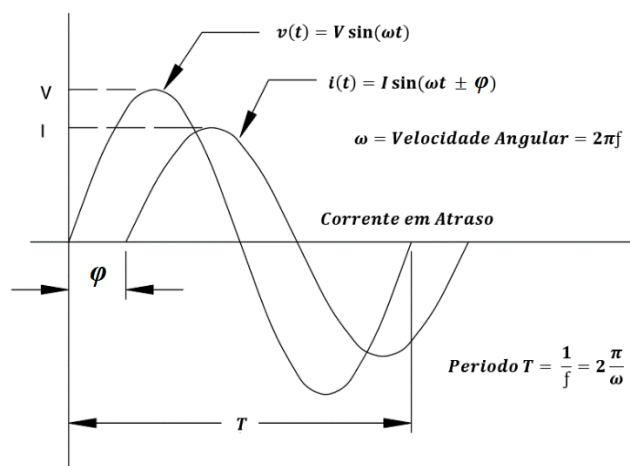


Figura 9 - Funções de transferência da corrente e da tensão e equações adjacentes.

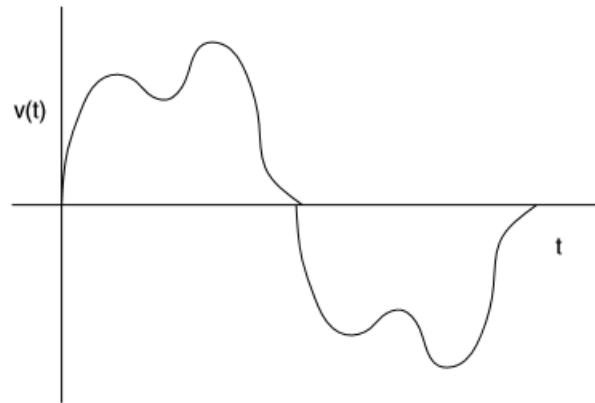


Figura 10 - Forma de onda não sinusoidal.

Uma forma de onda periódica não sinusoidal, como o exemplo ilustrado na imagem anterior, pode ser descrita através da série de Fourier:

$$v(t) = V_0 + V_1 \sin(\omega t) + V_2 \sin(2\omega t) + V_3 \sin(3\omega t) + \dots + V_n \sin(n\omega t) + V_{n+1} \sin((n+1)\omega t) \quad (18)$$

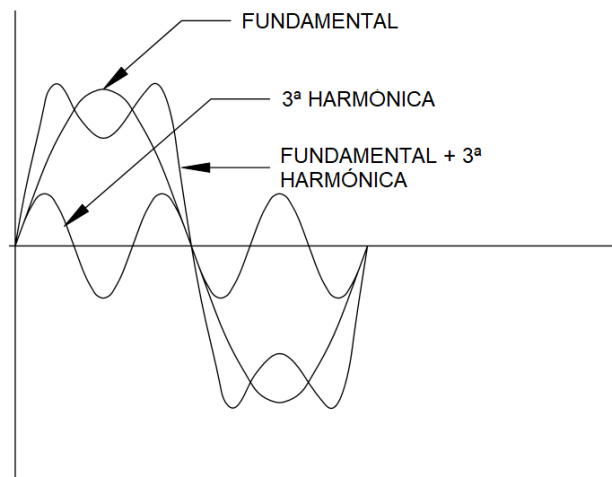


Figura 11 - Forma de onda resultante da soma da fundamental com a 3ª harmônica.

A série de Fourier é uma série infinita em que o V_0 representa a componente DC da forma de onda e V_n são os valores de pico da tensão de cada senoide (harmônica). A ordem da harmônica n refere-se à componente individual que compõe a onda com uma frequência f . Se a fundamental tiver uma frequência f , então a frequência da segunda

harmónica será $2f$ e a frequência da terceira harmónica será $3f$ e assim sucessivamente, concluindo-se assim que a frequência da harmónica n é igual a nf . Isto permite a simplificação da série de Fourier.

No entanto, para os puristas, a seguinte fórmula é mais precisa [13]:

$$v(t) = V_0 + \sum (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t) \quad (19)$$

para k de 1 até infinito, em que $\omega = 2\pi f$ e os coeficientes a_k e b_k são as amplitudes individuais de cada harmónica.

A ausência de harmónicas na rede eléctrica é uma utopia. Existe sempre "poluição" na rede eléctrica com diversas origens. As harmónicas da corrente são causadas principalmente por equipamentos, como por exemplo:

- Reguladores de velocidade
- Iluminação fluorescente
- Retificadores
- Computadores
- Fornos em arco

Até os equipamentos lineares podem produzir harmónicas quando a sua tensão de alimentação surge deformada.

As harmónicas da tensão têm a sua origem baseada nas harmónicas da corrente, ou seja, as harmónicas da corrente viajam deste a sua origem até outros equipamentos ou até outros consumidores através das linhas de distribuição de energia eléctrica ou através das cablagens usadas na instalação. A sua impedância às harmónicas da corrente cria harmónicas de tensão, como demonstra a equação 11.

Para o cálculo da distorção harmónica existente num ponto, existem 3 grandezas que a quantificam:

- IHD – Distorção harmónica individual

- THD – Distorção harmónica total
- TDD – Distorção harmónica emitida

Para o cálculo de todas as seguintes grandezas, vai ser seguida a convenção da comissão eletrotécnica internacional. O IEC quantifica as harmónicas com base no valor total eficaz da onda.

A IHD é o rácio entre o valor eficaz da harmónica e o valor médio da corrente de entrada

$$IHD_n(\%) = \frac{I_n}{\sqrt{\sum_{n>1}^{n_{max}} M_n^2}} * 100 \quad (20)$$

onde M_n é o valor médio da harmónica de ordem n .

Este método quantifica individualmente o impacto que cada harmónica tem na distorção harmónica total.

A THD é usada para caracterizar a quantidade da presença de harmónicas total, em percentagem, em relação à origem em condições ideais, ou seja, quantifica a distorção/valor harmónico global em relação à onda sinusoidal perfeita (THD = zero):

$$THD(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{n>1}^{n_{max}} M_n^2}}{M_1} * 100 \quad (21)$$

M_n é o valor eficaz da harmónica de ordem n .

Também é possível calcular a THD, somando todas as perturbações harmónicas individuais:

$$THD(\%) = \sqrt{\sum_{n>1}^{n_{max}} IHD_n^2} \quad (22)$$

O cálculo da taxa de distorção harmónica total ou a soma das taxas de distorção harmónica individual deverá ter valores iguais.

A taxa de distorção harmónica total pode ser usada tanto para formas de onda da corrente como para formas de onda da tensão. Porém, a THD é mais usada para descrever a distorção harmónica da tensão devido ao valor eficaz de referência (tensão de alimentação) ser um valor aproximadamente fixo ou com pouca variação ao longo do tempo.

A TDD é um conceito introduzido na norma IEEE519 e caracteriza a distorção total emitida. Este conceito surgiu pela necessidade de caracterizar mais eficazmente as harmónicas na onda da corrente, em vez de usar a THD. Uma carga pode apresentar altos valores de distorção harmónica total e, no entanto, não ser motivo de alarme, devido ao seu baixo valor harmónico individual [14].

Para contornar este problema, a THD passou a ter como referência o valor máximo de corrente da fundamental, surgindo assim a taxa de distorção total emitida,

$$TDD (\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{n_{max}} I_h^2}}{I_L} * 100 \quad (23)$$

onde I_L é o valor de pico da corrente da onda fundamental medida no PCC (IEEE519).

As harmónicas têm impactos diretos no funcionamento normal dos equipamentos, como por exemplo no caso dos transformadores: as harmónicas de tensão provocam perdas adicionais no núcleo já que, para harmónicas de alta frequência, alteram a janela de histerese. Adicionalmente, nos enrolamentos assiste-se ao aumento da corrente e consecutivamente das perdas por efeito de joule.

Estas perdas são comuns também nos motores AC, por serem compostos também por enrolamentos. Porém, adicionalmente a estas crescem as perdas no ferro, que podem ser significativas, as perdas por efeito de Foucault e oscilações no torque.

Para as baterias de condensadores, as harmónicas podem levar a falhas graves devido aos limites físicos dos mesmos. As baterias de condensadores têm limites de

tensão e de potência reativa e, com a presença de harmônicas, esses limites podem ser ultrapassados, culminando em falhas.

Nos condutores, como mencionado anteriormente, existem perdas devido ao aumento de corrente nos condutores. Porém, outro fenômeno a ter em conta é o efeito pelicular devido a este estar relacionado com a frequência. Quanto maior for a magnitude em cada harmônica, maior será o impacto do efeito pelicular.

3. Correção do Fator de Potência

A correção do fator de potência consiste em moldar a forma de onda da corrente de entrada num determinado sistema, para que se sobreponha à forma de onda de tensão, estando assim estas em fase, fazendo com que se aumente o fator de potência e se reduza as interferências com outros sistemas. Neste caso, o sistema torna-se, do ponto de vista da produção, uma resistência pura e o consumo de energia reativa tende para zero, fazendo com que as perdas sejam minimizadas e, por consequência, os custos associados também.

Na redução de harmónicas, podem ser alcançadas as metas definidas usando técnicas diferentes. Usualmente são usados filtros na entrada dos equipamentos. Esses filtros podem ser feitos de elementos passivos ou ativos. A utilização de filtros passivos, contribui para uma amenização dos picos de corrente na entrada enquanto que os filtros ativos moldam a corrente de entrada de modo a que esta esteja em fase e que se assemelhe o mais possível à senoide pura. Usualmente a correção do fator de potência e a consequente redução do conteúdo harmónico é também chamada de PFC (*Power Factor Correction*).

Como dito anteriormente, a correção do fator de potência pode seguir diversos métodos, consoante a situação/equipamento a corrigir. Como podemos observar na figura abaixo, existem 2 topologias de correção do fator de potência: Passivo e Ativo.

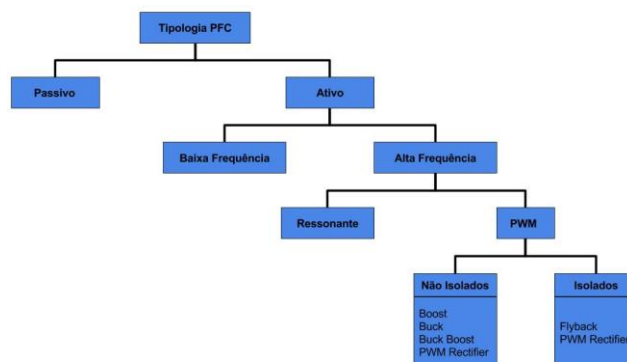


Figura 12 - Classificação dos PFCs.

A principal diferença entre estas duas grandes topologias na correção do fator de potência prende-se inteiramente com a sua construção e a sua composição, ou seja, com o uso de componentes passivos ou de componentes ativos. Porém, ambos podem reduzir eficazmente os distúrbios na rede elétrica/equipamento. No entanto, a escolha do método a seguir requer sempre uma análise prévia.

Os PFCs passivos apresentam, na generalidade as seguintes vantagens:

- Simples e robustos;
- Boa relação qualidade preço para equipamentos de baixa potência;
- Não emitem nem são afetados por interferências eletromagnéticas (EMC);

No entanto, também existem algumas desvantagens:

- Para potências mais elevadas, o tamanho dos componentes é considerável;
- A sua eficácia em equipamentos não lineares não é a mais desejável;
- Apresentam uma baixa versatilidade;

No caso dos PFCs ativos, apresentam mais vantagens do ponto de vista do consumidor:

- Dimensões reduzidas;
- Conseguem bons resultados, com fatores de potência até 0.99;
- Versatilidade;
- Eliminação exaustiva de harmónicas;

Todavia, também têm desvantagens significativas:

- Normalmente dispendiosos;
- Numero elevado de componentes (maior probabilidade de falha);
- Impacto negativo na eficiência do equipamento;

Os PFCs, passivos ou ativos, têm uma vasta aplicação em equipamentos ou em instalações, sempre que assim se justifique.

4. Filtros Passivos

Existem algumas formas de reduzir a taxa de distorção harmónica recorrendo a elementos passivos como bobines, condensadores, ou até recorrendo a circuitos que complementam o circuito principal.

Um dos principais causadores de distorção harmónica nos equipamentos eletrónicos, e mais comum, é a conversão da corrente alternada para a corrente contínua. A retificação é comum na maioria dos casos, consistindo basicamente numa ponte de *Graetz* e condensador de filtragem como na imagem seguinte,

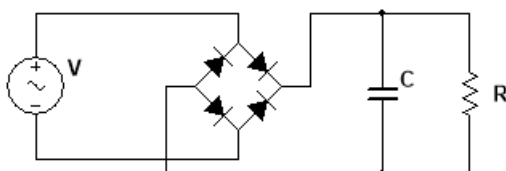


Figura 13 - Retificação Simples.

A forma de onda característica da corrente e da tensão de entrada correspondente a este circuito é a seguinte:

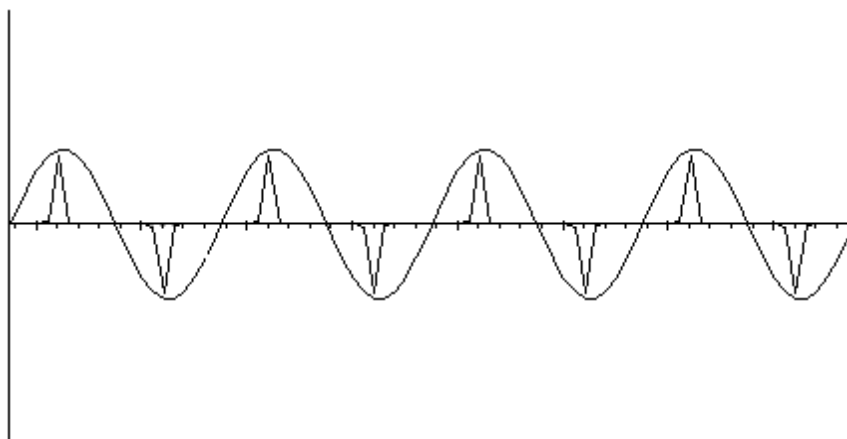


Figura 14 - Formas de onda para a tensão e corrente para retificação normal.

Como se pode observar, são visíveis os picos de corrente provocados pela carga do condensador:

$$I_c = C * \frac{dV}{dt} \quad (24)$$

Para este tipo de situações, existem alguns tipos de filtros que podem ser aplicados:

- Valley-Fill;
- Bobine em AC;
- Bobine em DC;
- Filtro passa-banda;
- Filtro rejeita-banda;
- Filtro de Harmónicas;

4.1. Valley-Fill PFC

Para aplicações de baixa potência, pode ser usado o filtro *Valley-fill*. Este circuito simples representa uma solução barata para sistemas de baixo custo com um fator de potência até 0.95, [15] o que o torna ideal para cargas constantes como as lâmpadas fluorescentes ou de LED's. A grande desvantagem desta montagem é o alto *ripple* da tensão de saída [16].

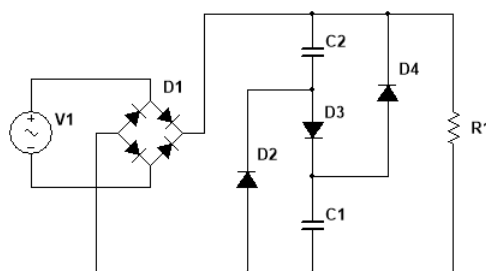


Figura 15 - Circuito Valley-Fill.

O princípio de funcionamento do circuito de *Valley-Fill* é aumentar o tempo em que o circuito consome corrente da alimentação e não estar limitado exclusivamente ao consumo de corrente por parte dos condensadores, em prol do fator de potência e da

taxa de distorção harmónica total, tentando assim aproximar a forma de onda da corrente de entrada a uma senoide.

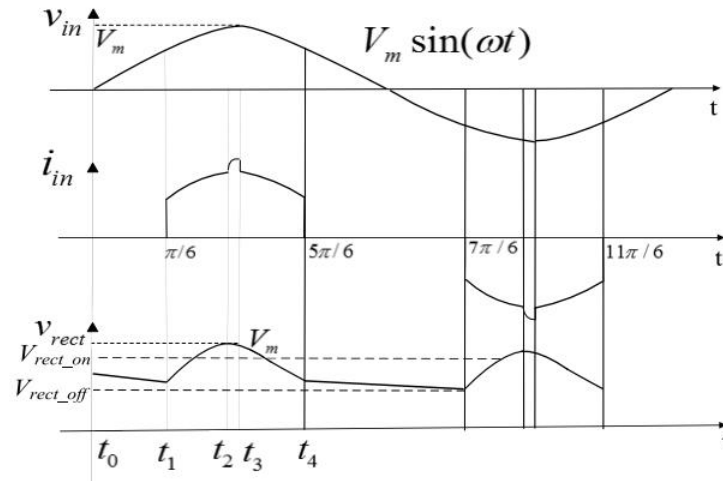


Figura 16 - Formas de onda típicas.

Muita da distorção harmónica provém das passagens de positivo para negativo e do facto de entre estes dois estados haver uma interrupção. Porém, o pico de corrente é o que tem o maior contributo para a THD, mas como a área deste pico de corrente não é elevada, esta pode ser reduzida em sacrifício da eficiência, colocando uma baixa resistência na entrada.

4.2. Bobine AC

Uma das formas mais simples para reduzir o fator de potência é adicionar uma bobine à entrada em série com o circuito, fazendo com que a corrente seja zero na passagem da tensão por zero, como está representado na seguinte imagem:

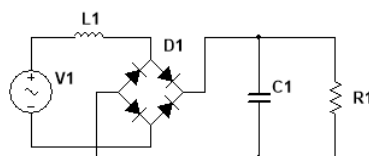


Figura 17 - Retificador com bobine AC.

Teoricamente, o melhor fator de potência que se consegue obter com esta montagem é de 0.76 [17] devido à frequência de entrada estar limitada à da rede.

O *ripple* da tensão de saída tem o dobro da frequência de entrada (100Hz) e depende da carga.

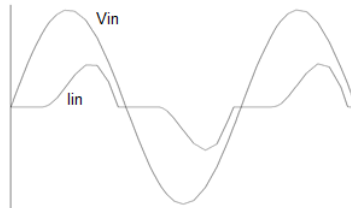


Figura 18 - Forma de onda típica de um retificador com indutor AC.

Como podemos observar, a corrente na bobine é descontínua. Os resultados deste tipo de correção do fator de potência não são os melhores, como se pode observar pela imagem anterior. No entanto, o custo com equipamento adicional é bastante reduzido. A escolha da bobine é um dos fatores-chave a ter em conta quando se dimensiona uma redução do fator de potência recorrendo a este método [18].

4.3. Bobine DC

indutora bobine também pode ser colocada no lado DC, em série com o condensador e a carga. O funcionamento deste PFC é muito semelhante ao do anterior, tendo ainda mais uma variação.

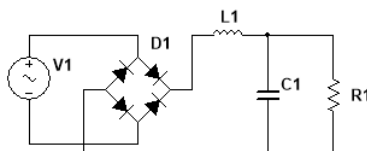


Figura 19 - Retificador com indutor DC.

A principal diferença entre o design anterior e este está no valor da bobine. Para valores semelhantes ao design anterior, este circuito tem o mesmo comportamento e os resultados finais são muito semelhantes aos anteriores, incluindo o fator de potência de 0.76 [17].

No entanto, se a bobine tiver valores elevados, na ordem de 1H, a corrente de entrada aproximar-se-á de uma forma de onda quadrada, com um fator de potência até 0.9.

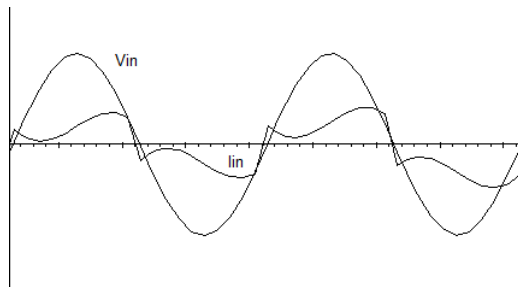


Figura 20 - Forma de onda típica de um retificador com indutor DC.

Um aperfeiçoamento neste circuito foi adicionar um condensador na entrada, para compensar o fator de potência, como mostra a seguinte figura:

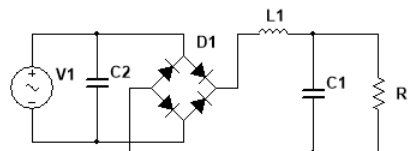


Figura 21 - Retificador com indutor DC com condensador de compensação.

Com este novo condensador, C2, é possível obter um fator de potência até 0.905 e uma redução para aproximadamente 1/4 do valor na bobine [17].

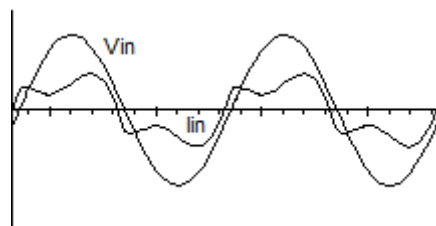


Figura 22 - Forma de onda típica de um retificador com indutor DC e com condensador de compensação.

4.4. Filtro passa-banda

Um filtro, ou uma combinação de filtros passa-banda podem ser usados para a filtragem de harmônicas. Este tipo de abordagem consiste em inserir um filtro passa-banda na entrada do circuito, atenuando assim todo o tipo de harmônicas que possam vir da retificação e/ou da carga a alimentar [17]:

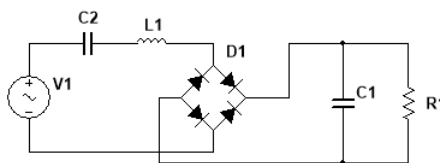


Figura 23 - Retificador com filtro passa-banda.

Este filtro deverá ser projetado para atenuar todas as frequências que não estejam dentro de uma pré-determinada gama de valores. A frequência de referência deverá ser a frequência da rede (50Hz):

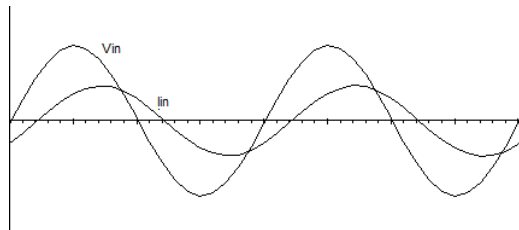


Figura 24 - Forma de onda típica de um retificador com filtro passa-banda.

Com este design é possível obter um fator de potência na ordem dos 0.97 [17], o que é um bom resultado. No entanto, tendo a bobine em série com a entrada, este tipo de circuito não é o mais indicado para grandes correntes de entrada.

4.5. Filtro rejeita banda

Ao contrário do filtro passa-banda, o filtro rejeita-banda rejeita uma determinada gama de valores pré-definidos, atenuando assim a frequência para que o filtro for calculado. A seguinte figura mostra um filtro rejeita-banda:

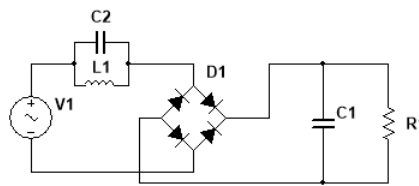


Figura 25 - Retificador com filtro rejeita-banda.

À semelhança do filtro passa-banda, o filtro rejeita-banda também pode ser combinado com filtros passa-baixo para melhorar a forma de onda da corrente de entrada. Este filtro permite uma redução dos elementos reativos quando comparados com o filtro anterior.

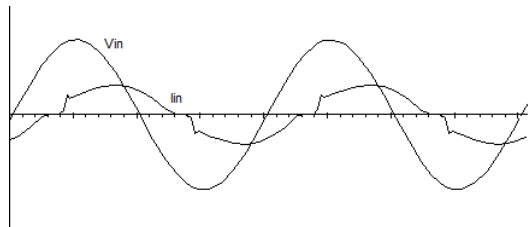


Figura 26 - Forma de onda típica de um retificador com filtro rejeita-banda.

À semelhança do anterior, pode-se constatar que a forma de onda tem um atraso da corrente em relação à tensão. No entanto, este tipo de montagem poderá ter um fator de potência de 0.918 [17].

4.6. Filtro de Harmônicas

É possível adicionar pequenos filtros em paralelo com o circuito, fazendo assim um filtro de harmônicas. A próxima figura mostra o circuito de um filtro de harmônicas:

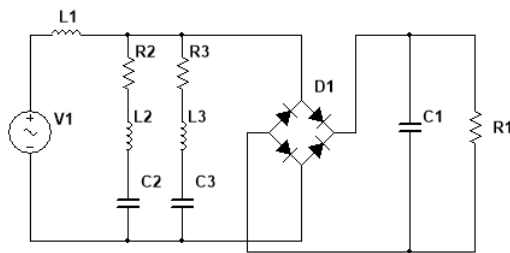


Figura 27 - Retificador com filtro de harmônicas.

É possível adicionar quantos filtros forem necessários para a filtragem de harmônicas. Cada filtro tem de ser ajustado para a frequência apropriada para cada harmônica. A grande desvantagem nesta montagem centra-se na complexidade acrescentada e, conseqüentemente, no custo de elaboração do mesmo. Se, por exemplo, se tiver em conta até à 9ª harmônica, então são necessários 4 pequenos filtros adicionais ao circuito, um para cada harmônica a eliminar/atenuar.

Com este design, é possível obter um fator de potência até 0.99 [17], dependendo da ordem de filtragem a usar.

5. Filtros Ativos (PFCs)

Na prática, os filtros passivos conseguem mitigar as harmônicas da corrente e da tensão, melhorando assim fator de potência e a THD substancialmente. No entanto, para uma redução mais eficaz do conteúdo harmónico é necessário recorrer a métodos de correção do fator de potência ativos.

Um filtro ativo colocado entre a alimentação e o equipamento elimina eficazmente todo o conteúdo harmónico e melhora o fator de potência em equipamentos não lineares através da modulação da onda da corrente de entrada. Estes tipos de filtros recorrem a circuitos eletrónicos, conversores dc-dc que permitem fazer a gestão da corrente de entrada do circuito e assim respeitar a legislação em vigor relativa à emissão de harmónicas.

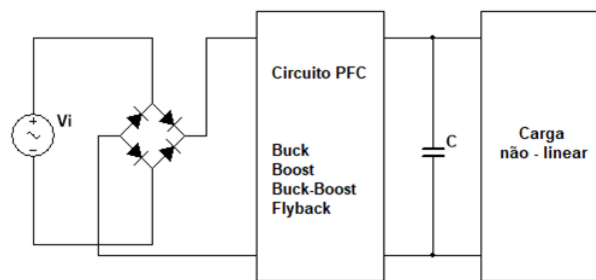


Figura 28 - Circuito PFC entre a alimentação e a carga.

Com os conversores PFC a serem aplicados a uma vasta área de aplicações, surgiu a necessidade de estudar várias topologias de conversores dc-dc (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *flyback*, etc...) e várias tipologias de controlo para obter melhores resultados que satisfaçam os equipamentos em particular. No entanto a topologia de conversor dc-dc mais comum é a topologia *boost* [19].

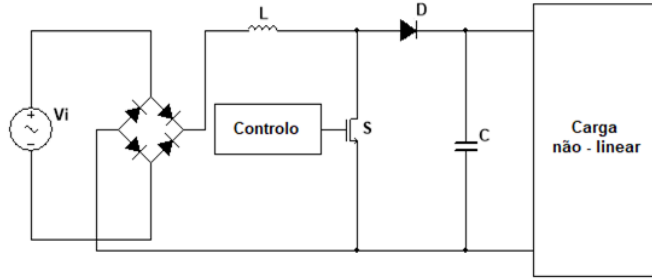


Figura 29 - PFC Boost.

Esta topologia consegue fornecer tensões superiores à tensão de entrada para reguladores de velocidade, fontes de alimentação comutadas, unidades de alimentação ininterrupta (UPSs), etc... A corrente de entrada é muito semelhante à senoide, especialmente em controlo CCM, que será abordado mais à frente, e a sua componente eletromagnética é reduzida.

Analisando o PFC *boost*, a corrente na bobine L é controlada pelo *mosfet* S. Este *mosfet* oscila entre os estados ON e OFF, controlado a uma frequência muito mais elevada do que a frequência da rede.

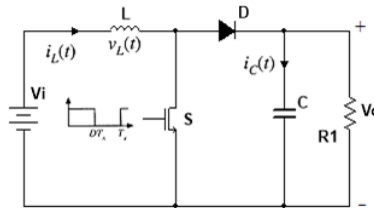


Figura 30 - Conversor DC-DC boost.

A relação de conversão da tensão é dada pela seguinte expressão:

$$\bar{V}_L = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_L(t) dt = 0 \rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (25)$$

Pela análise da expressão, é possível deduzir que para um *duty cycle* igual a zero a tensão de saída é igual à tensão de entrada pois a bobine e o díodo estão em série com a carga. A tensão aumenta quando D aumenta devido a:

$$V_o = \frac{1}{1-D} * V_i \quad (26)$$

Em teoria, quando o *duty cycle* é igual a 1, a tensão de saída tende para infinito. Porém, na prática isso não acontece devido ao facto de os componentes não serem ideais e às perdas dos próprios componentes e ligações. Todavia, isto é um fator importante a ter em conta no dimensionamento do controlo, pois a saída pode tomar valores preocupantemente elevados.

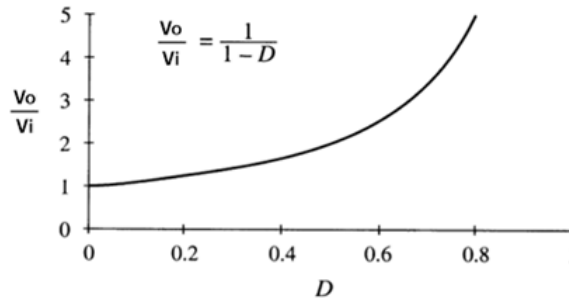


Figura 31 - Relação de conversão versus *duty cycle* no conversor boost.

A relação de conversão da corrente é dada pela seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \bar{I}_c &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_c(t) dt = 0 \rightarrow DT_s \left(-\frac{V_o}{R} \right) + D'T_s \left(\bar{I}_L \frac{V_o}{R} \right) = 0 \rightarrow \bar{I}_L = \frac{V_o}{(1-D)R} \\ &\rightarrow \frac{I_o}{\bar{I}_L} = 1 - D \end{aligned} \quad (27)$$

Numa analogia com a relação da conversão da tensão, a corrente de entrada aumenta com o *duty cycle*:

$$\bar{I}_L = \frac{I_o}{1-D} \quad (28)$$

Tratando-se de um conversor amplificador, a corrente de entrada tem de ser sempre superior à corrente de saída, à semelhança de qualquer transformador elevador convencional. Para um conversor ideal, ou seja, $\eta=100\%$:

$$P_{out} = P_{in} \rightarrow V_{out} * I_{out} = V_{in} * I_{in}$$

Analísado o conversor nas suas duas etapas:

- **Para S_{on} : ($0 \Rightarrow DT_s$) $\Rightarrow V_L = V_{in}$:**

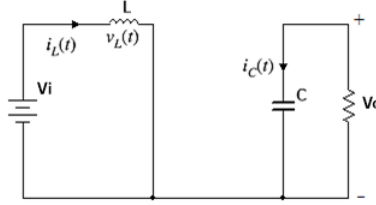


Figura 32 - Conversor dc-dc *boost* com S_{on} .

Quando o *mosfet* está ON, é possível retirar todas as equações relativas à corrente e à tensão na bobine:

$$V_L(t) = V_1 \quad (29)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_1}{L} \rightarrow \Delta i_{Lpp} = \frac{V_1}{L} * DT_s \quad (30)$$

$$i_C(t) = -\frac{V_o}{R} \quad (31)$$

Para a tensão no condensador:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = -\frac{V_o}{RC} \quad (32)$$

- **Para S_{off} : ($DT_s \rightarrow T_s$) $\rightarrow V_L = V_i - V_o$:**

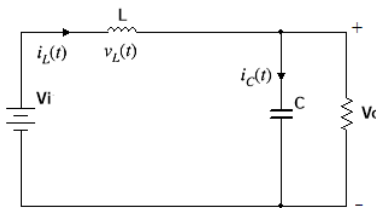


Figura 33 - Conversor dc-dc *boost* com S_{off} .

Quando o *mosfet* está OFF, é possível obter todas as equações relativas à corrente e à tensão na bobine:

$$V_L(t) = V_i - V_o \quad (33)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_L}{L} = \frac{V_i - V_o}{L} \rightarrow \Delta i_{Lpp} = \frac{V_i - V_o}{L} (1 - D) T_s \quad (34)$$

$$i_c(t) = I_L - \frac{V_o}{R} \quad (35)$$

Para a tensão no condensador:

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{i_c(t)}{C} = \frac{\bar{I}_L}{C} - \frac{V_o}{RC} \quad (36)$$

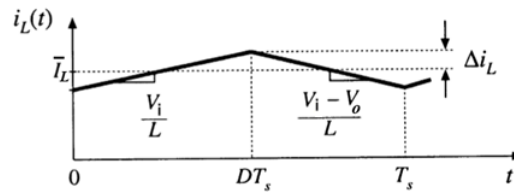


Figura 34 - Conversor dc-dc *boost*, formas de onda da corrente de entrada (indutor).

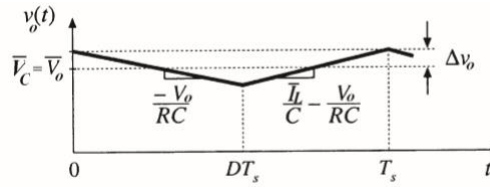


Figura 35 - Conversor dc-dc *boost*, formas de onda da tensão de saída.

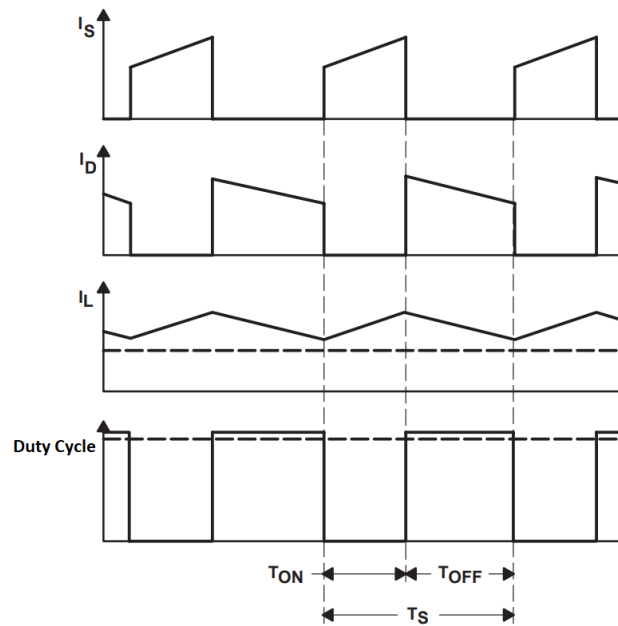


Figura 36 - Formas de onda do conversor dc-dc *boost*.

Apesar de haver outras topologias, como mencionado anteriormente, usadas para a correção do fator de potência apenas será alvo de estudo o PFC baseado no *boost*.

O que torna o conversor dc-dc *boost* num PFC é o controle que lhe é aplicado. Para garantir que a tensão de saída não varia com a carga que lhe é aplicada e para garantir que a corrente de entrada é sinusoidal e que está em fase com a tensão, é necessário fechar a malha de controle.

O cálculo da tensão de erro pode ser feito com recurso a um controlador PI ou a um controlador PID que garanta que a tensão de saída seja a mais próxima possível de uma referência. Este tipo de controladores é escolhido devido à sua componente integradora I que considera o valor de desvio em relação à referência e a duração do desvio para o cálculo do processo [20]:

$$u(t) = K_p \cdot e(t) + \frac{K_p}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (37)$$

Onde:

- $u(t)$ = Saída do controlador;
- $e(t)$ = tensão de erro;

- K_p = Ganho proporcional;
- T_i = Tempo integral;

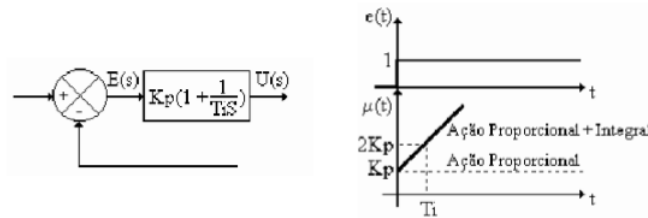


Figura 37 - Controlo proporcional integral.

O termo integral (K_i) tem tendência a tornar a resposta do processo oscilatória ou lenta, dependendo da influência que este parâmetro tenha no controlador PI. Contudo, os parâmetros devem ser escolhidos e ajustados equilibradamente devido à interação que existe entre a parte proporcional e a parte integradora.

Como o controlo a usar será um controlo analógico, é necessário usar um amplificador operacional para se encarregar dos cálculos:

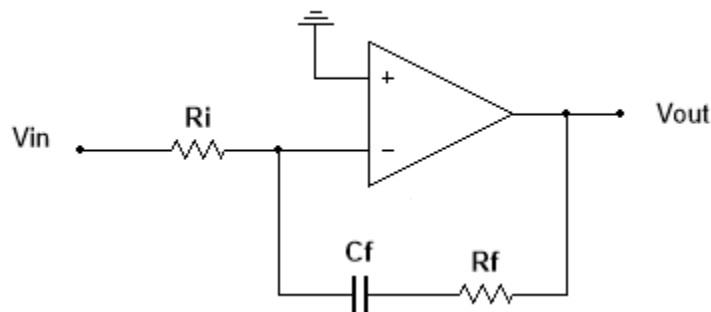


Figura 38 - Controlador Analógico PI.

Pela análise do circuito podemos retirar os parâmetros de controlo:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\left(\frac{R_f}{R_i} + \frac{1}{R_i * C_f}\right) \quad (38)$$

Consequentemente, os parâmetros do controlador são dados por:

- Ganho proporcional (K_p) = $\frac{R_f}{R_i}$;

- Ganho integral (K_i) = $\frac{1}{Ri* Cf}$;

5.1.Modos de Operação

Geralmente, para controlar este tipo de circuitos são necessárias 3 entradas:

- Tensão de saída V_o ;
- Tensão de entrada;
- Corrente na bobine;

A amostra da tensão de saída é necessária para que o controlador mantenha a tensão de saída igual ao valor de referência. Sempre que o valor da carga seja alterado, a tensão será constante. A amostra de tensão de entrada é necessária como referência para o controlador fazer uma aproximação da forma de onda da corrente de entrada. A amostra da corrente na bobine é utilizada para garantir que a forma de onda da entrada é sinusoidal.

Geralmente, na amostragem da tensão de saída, o controlador aplicado para fazer a regulação da tensão de saída é um PI ou um PID. Este controlador garante que a diferença de tensões entre a amostragem da saída e a referência seja o menor possível.

5.1.1. *Discontinuous Conduction Mode (DCM)*

Para aplicações de baixa potência, a correção do fator de potência e da THD pode ser feita com recurso a um PFC em DCM [21]. Este tipo de controlo garante uma simplicidade de construção do circuito como um baixo custo e assim seduzir o interesse dos fabricantes de equipamentos de baixa potência a introduzir este PFC.

No entanto, esta tipologia apresenta alguma distorção da corrente de entrada devido aos elevados picos de corrente na bobine, que são proporcionais à tensão de entrada.

Para potências mais elevadas, a corrente na bobine deixa de ser descontínua e passa a ser considerado um CCM (*Continuous Conduction Mode*). No entanto este CCM não deverá ter o controlo adequado à topologia CCM e o PFC irá ter uma distorção na corrente de entrada considerável.

Um PFC em *Discontinuous Conduction Mode* é equivalente a um conversor dc-dc *boost* em regime lacunar. Diz-se que um *boost* está em regime lacunar quando a corrente na bobine atinge valores nulos durante períodos de tempo, ou que a condição de funcionamento em regime lacunar seja satisfeita:

$$\frac{2L}{RT_s} < D(1 - D)^2 \quad (39)$$

Ou:

$$\Delta i_L < \overline{I_L} \quad (40)$$

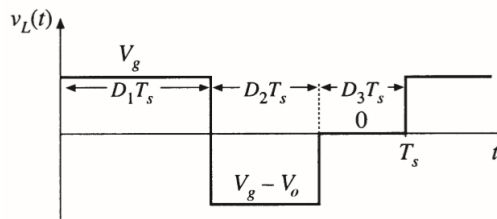


Figura 39 - Formas de onda da tensão na bobine do PFC DCM.

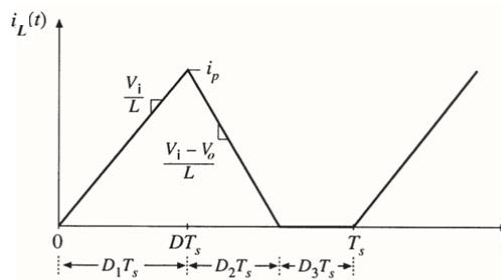


Figura 40 - Formas de onda da corrente na bobine do PFC DCM.

Como a corrente na bobine é descontínua, existem 3 estados de operação a ter em conta:

- $D_1 T_s$ que corresponde ao *mosfet* em condução igual ao regime contínuo;
- $D_2 T_s$ que corresponde ao *mosfet* ao corte igual ao regime contínuo;

- D_3T_s que corresponde ao *mosfet* ao corte e o Díodo ao corte;

Neste último estado, correspondente ao D_3T_s , obtém-se o seguinte circuito equivalente:

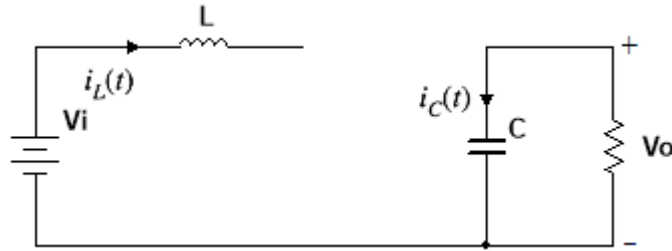


Figura 41 - PFC DCM com díodo e *mosfet* ao corte (regime lacunar).

A corrente e a tensão na bobine estão ambas a zero e a carga está a ser alimentada exclusivamente pelo condensador. Então:

$$i_c = -\frac{V_o}{R} \quad (41)$$

Usando a condição de regime permanente para a bobine, é possível calcular a tensão de saída V_{out} :

$$\overline{V_L} = D_1V_i + D_2(V_i - V_o) + D_3(0) = 0 \rightarrow V_o = V_i * \frac{D_1 + D_2}{D_2} \quad (42)$$

5.1.2. Critical Conduction Mode (CrM)

Um PFC em *Critical Conduction Mode*, ou *Transitional Mode* e ainda conhecido também como *Borderline Conduction Mode BCM* é um controlador muito popular em equipamentos de iluminação e outras aplicações de baixo consumo [22].

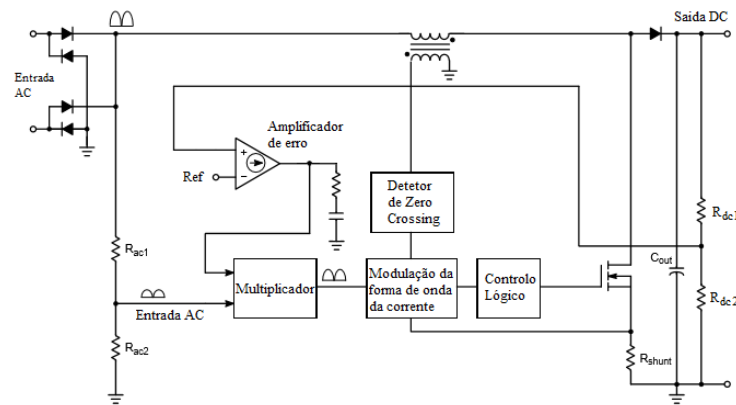


Figura 42 - Esquema básico para um PFC em CrM.

Um controlo em *critical conduction mode* usa um controlo em modo de corrente semelhante à imagem anterior. Um amplificador de erro que tenha um comportamento “lento” às alterações da tensão de saída fornece um sinal de referência para o multiplicador. Este multiplicador fornecerá um sinal referente à multiplicação do sinal proveniente da entrada AC com o sinal de erro proveniente do amplificador de erro, que resultará numa referência para a subida da corrente. A corrente de entrada do circuito irá subir até atingir o valor de pico, o qual é definido por esta referência, fazendo assim o chamado efeito envelope.

Na modulação da forma de onda da corrente, são definidos os estados do *mosfet*, ou seja, a forma de onda da corrente será moldada neste bloco. A corrente irá subir até ao valor de referência da tensão e descer até zero, apresentando uma forma triangular e criando uma envolvente sinusoidal, semelhante à seguinte imagem:

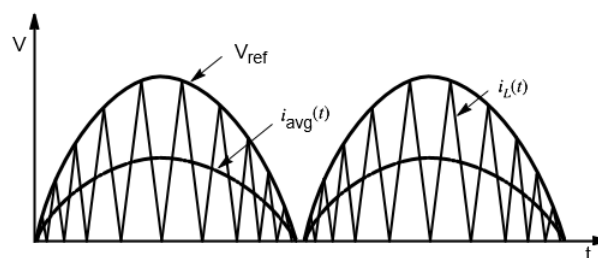


Figura 43 - Formas de onda da corrente CrM.

Assim, este tipo de controlo obriga a que o PFC opere em regimes muito próximos do regime lacunar no *boost* [23] e que a forma de onda da corrente de entrada seja conhecida, uma onda triangular, bem como o seu valor médio.

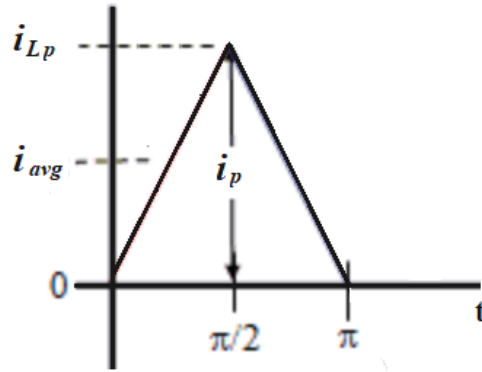


Figura 44 - Forma de onda triangular.

A equação que descreve a onda triangular é dada por:

$$i = \frac{2}{\pi} * i_p * t \quad (43)$$

para $0 \leq t \leq \frac{\pi}{2}$

Então, o cálculo do valor médio da corrente da entrada é dado por:

$$\begin{aligned} i_{avg} &= \frac{1}{\pi/2} \int_0^{\pi/2} \frac{2}{\pi} * i_{Lp} * t * dt = \frac{2}{\pi} * \frac{2}{\pi} * i_{Lp} * \left[\frac{t^2}{2} \right]_0^{\pi/2} \\ &= \frac{4}{\pi^2} * i_{Lp} * \frac{1}{2} * \frac{\pi^2}{4} - 0 = \frac{1}{2} * i_{Lp} \end{aligned} \quad (44)$$

Em suma, o valor médio da corrente na bobine é metade do valor de pico.

A frequência de comutação varia consoante a tensão de entrada e a carga, em prol do valor da tensão de saída. Ao nível da senoide (figura 43), a frequência de comutação tem um valor menor perto do valor máximo da senoide, e uma frequência de comutação mais elevada quando a tensão de entrada se aproxima de zero, pois o valor de referência (tensão de entrada) aproxima-se de zero, fazendo com que o t_{on} e o t_{off} sejam mais curtos.

Uma outra aproximação para este tipo de controlador é retirar a amostragem da tensão de entrada e, por consequência, retirar o módulo multiplicador:

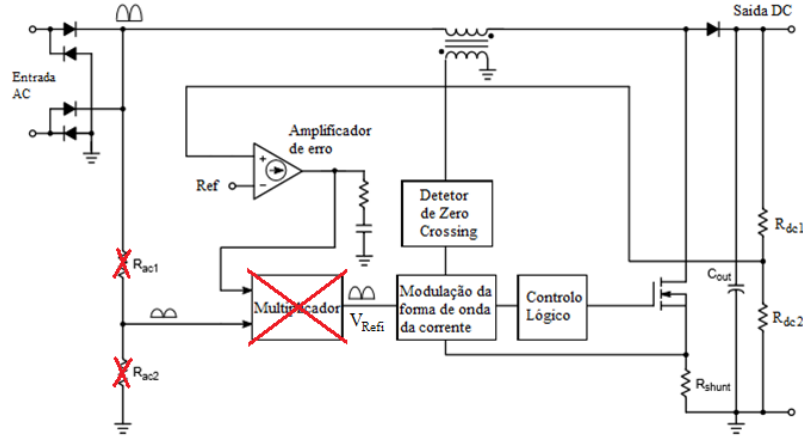


Figura 45 - Esquema básico para um PFC em CrM sem amostragem AC.

Como explicado anteriormente, o valor de pico da corrente de entrada é dado pelo valor de referência. A amostragem da tensão de entrada é feita através de um divisor de tensão e, o seu valor resultante pode ser descrito por:

$$V_{Refi} = k * V_{in} \quad (45)$$

onde, k é o valor da constante do Multiplicador.

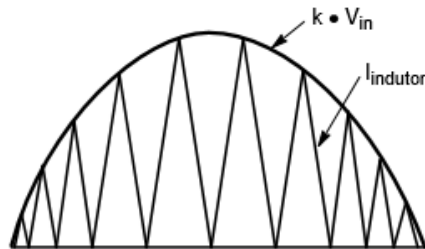


Figura 46 - Efeito envelope.

Posto isto, e tendo em conta a relação da tensão de entrada V_{in} com a corrente na bobine, pode-se concluir que:

$$I_p = k * v_{in}(t) \quad (46)$$

$$I_p = \Delta I = \frac{v_{in}(t)}{L} * t_{on} \quad (47)$$

Se equacionarmos as duas expressões anteriores em ordem à corrente de pico da bobine, obtém-se:

$$k * v_{in}(t) = \frac{v_{in}(t)}{L} * t_{on} \rightarrow t_{on} = k * L \quad (48)$$

Podemos concluir que o t_{on} é constante para um sinal de referência V_{Ref} . Ou seja, caso as condições iniciais não se alterem, como a tensão de entrada ou a carga, o valor de t_{on} é constante, sendo também a tensão na saída do circuito. O t_{off} irá variar consoante o ciclo e, isto resultará numa variação de frequência, condição necessária para a condução crítica do controlo.

Este tipo de controlo tem uma corrente RMS elevada. Porém, o grande inconveniente deste tipo de controlo prende-se com a sua gama de frequências de comutação. Com cargas muito baixas ou nulas, ou quando a tensão de entrada passa por zero, a sua frequência de comutação atinge o limite físico máximo e não consegue estabilizar eficazmente a tensão de saída do PFC. Para colmatar essa falha, limitou-se a frequência de comutação (FCCrM).

5.1.3. *Frequency Clamped Critical Conduction Mode (FCCrM)*

O *Frequency Clamped Critical Conduction Mode* (FCCrM) consiste em usar o mesmo tipo de controlo anteriormente mencionado (CrM) mas em adição, limitando a frequência máxima (t_{off}) de operação principalmente durante os períodos em que o PFC não tem carga ou a carga é muito baixa [22]. O t_{on} permanece inalterado para não deformar a onda sinusoidal da corrente de entrada.

Todavia, ao estender o tempo de t_{off} , o PFC entra em regime lacunar e a corrente na bobine torna-se descontínua.

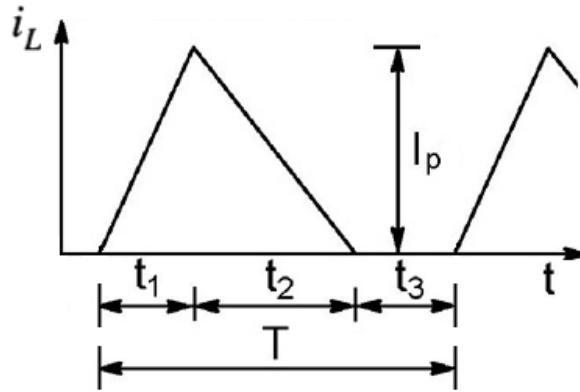


Figura 47 - Corrente na bobine em regime descontinuo.

Na figura 47 t_1 corresponde ao tempo t_{on} do *mosfet*, t_2 corresponde ao tempo em que o diodo do PFC (*boost*) conduz e t_{off} do *mosfet*, e t_3 corresponde ao tempo que a corrente na bobine é zero.

Este comportamento, também chamado de *Discontinuous Conduction Mode (DCM)* [22], tem como principal consequência a distorção da corrente de entrada e, consequentemente, a deterioração do fator de potência e principalmente da THD.

No entanto, uma nova técnica permite que o fator de potência seja muito próximo da unidade, mesmo em regime lacunar. A corrente de pico na bobine é dada pela expressão 41. Para o regime lacunar, a corrente média da bobine durante um *duty cycle* é dada pela seguinte expressão:

$$I_{LT} = \frac{I_p}{2} * \frac{t_1 + t_2}{T} = i_{in}(t) \quad (49)$$

Combinando as 2 expressões, podemos concluir que a corrente de entrada do PFC é dada por:

$$i_{in}(t) = \frac{v_{in}(t)}{2 * L} * (t_{on} * \frac{t_1 + t_2}{T}) \quad (50)$$

Através da equação anterior, é possível deduzir que se $t_{on} * \frac{t_1 + t_2}{T}$ for um valor fixo para uma carga, então a corrente de entrada será uma senoide pura e é possível obter um fator de potência próximo da unidade, mesmo sendo um DCM.

Contudo, é de salientar que o PFC a operar em DCM tem desvantagens como principalmente grandes picos de corrente de entrada. A melhor forma de operar PFC em FCCrM é oscilar entre CrM e DCM e tirar partido das vantagens dos dois controlos. Sempre que a corrente da carga é baixa ou nula é preferível optar pelo modo DCM para evitar a alta frequência de comutação do *mosfet*, e quando a carga aumenta e a corrente de entrada aumenta é preferível optar pelo modo CrM para evitar os altos picos de corrente de origem lacunar.

5.1.4. Continuous Conduction Mode (CCM)

O PFC em *Continuous Conduction Mode* (CCM), ao contrário do CrM, é tipicamente usado em aplicações de potência elevada [24] devido à sua grande vantagem de a corrente de pico ser inferior até 50% e o valor rms da corrente ser inferior até 25%, em comparação com o CrM [22]. Esta vantagem leva a que as perdas por condução sejam inferiores, as perdas por comutação sejam inferiores devido à comutação para t_{off} ser feita com uma corrente inferior e o *ripple* de alta frequência causado pela comutação tem valores mais baixos em amplitude o que resulta em filtros EMI mais pequenos.

Ao contrário dos designs anteriores, a corrente não chega a zero na maioria dos ciclos de relógio e oscila em torno de uma referência da tensão sinusoidal de entrada.

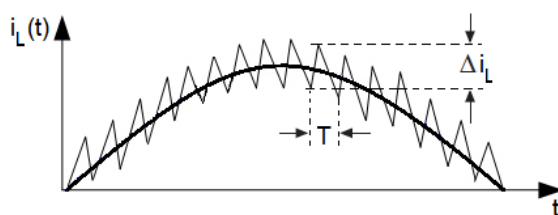


Figura 48 - Forma de onda da Corrente no PFC em CCM.

Para o funcionamento em regime contínuo, a corrente na bobine pode ser calculada através da seguinte expressão:

$$V_L = L * \frac{di_L}{dt} \rightarrow \Delta i_L = \frac{V_L}{L} * \Delta T \quad (51)$$

É de salientar que, em condições normais, o Δi_L durante o t_{on} é igual ao Δi_L durante o t_{off} e caso isso não aconteça, o conversor entra em regime lacunar.

A expressão da tensão de saída é a mesma do conversor *boost*:

$$V_0 = \frac{D}{1-D} * V_i \quad (52)$$

Para controlar a forma de onda da corrente é necessária uma referência da tensão de entrada do circuito. Esta referência é multiplicada pelo sinal proveniente do amplificador de erro da saída:

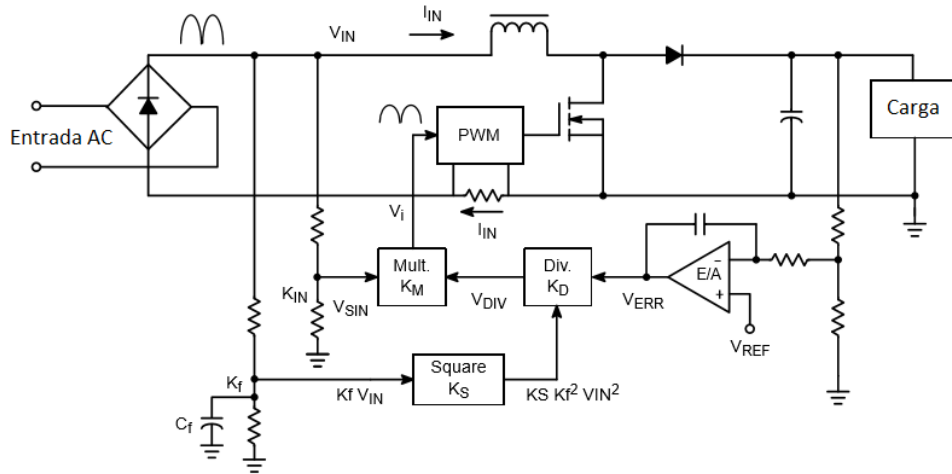


Figura 49 - Diagrama de blocos do PFC em CCM: controlo em modo de tensão.

Este PFC tem um controlo PWM que molda a forma de onda da corrente de entrada de acordo com o sinal de entrada V_i . Este sinal tem a mesma forma da tensão de entrada sinusoidal, mas com uma amplitude que pode ser calculada pela seguinte expressão:

$$V_i = V_{Div} * K_M * V_{Sin} = \frac{V_{err} * K_M * V_{Sin}}{K_D * K_S * K_f^2 * V_{in}^2} \quad (53)$$

A tensão de erro V_{err} é dividida pelo quadrado da magnitude da tensão de entrada para ter um ganho independente da tensão de entrada. A magnitude da tensão de

entrada, ao quadrado no denominador, anula a magnitude da tensão de entrada em V_{Sin} , e assim, a rampa da corrente de entrada é proporcional à tensão de entrada.

O controlo (bloco PWM), tem como principal função comutar o *mosfet* e assim moldar a forma de onda da corrente de entrada. Porém, para isso precisa de uma referência V_i que é uma onda sinusoidal retificada pura, com uma amplitude correta para a carga em fase com a forma de onda da tensão de entrada.

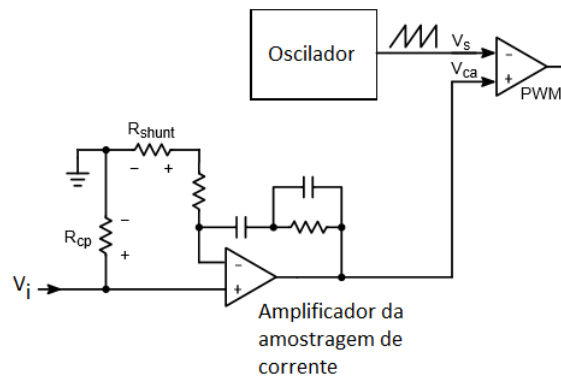


Figura 50 - Controlo em modo de corrente – Bloco PWM.

A resistência R_{shunt} é a amostragem de corrente.

6. PFC *boost* em CrM

Como mencionado anteriormente, a topologia de conversor *boost* é utilizada frequentemente para fazer a correção do fator de potência e da THD. Com a bobine em série com a entrada e a comutação a não interromper abruptamente a corrente, é possível optar por vários modos de PFC: neste caso optou-se pelo modo de condução (CrM).

O *Critical Conduction mode*, como explicado na secção 5.1.2, é o mais indicado para o tipo de especificações apresentadas no âmbito deste trabalho. A potência máxima deste conversor (100W) foi determinante para a escolha desta metodologia.

Traçadas todas as linhas gerais de construção do conversor, é necessário fazer o dimensionamento do circuito de potência do conversor *boost*:

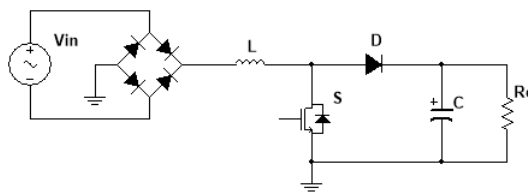


Figura 51 – PFC em CrM circuito de potência (*boost*).

6.1. Dimensionamento do PFC em CrM

Para dimensionar o corretor do fator de potência em CrM, é necessário definir os parâmetros iniciais do projeto:

- $V_i = 36 \text{ V}$
- $V_o = 100 \text{ V}$
- $f_{s_{\min}} = 30 \text{ kHz}$
- $P_o = 100 \text{ W}$
- $\text{ripple} = 5 \%$

A escolha da tensão de entrada dependeu do material disponível em armazém, nomeadamente dos transformadores existentes. Assim sendo, foi escolhido um transformador toroidal com duplo enrolamento de entrada e duplo enrolamento de saída para fornecer a tensão de entrada do PFC, com as seguintes características:

Primário:

- 2x 0-115 V
- 50/60 Hz

Secundário:

- 2x 18 V
- 4.4 A

Ambos os enrolamentos serão ligados em serie para poder trabalhar com as tensões da rede, para ter uma tensão no secundário mais aproximada da tensão final do PFC e principalmente para garantir que o transformador tem a potência necessária para alimentar a carga de 100 W. No secundário, a potência disponível com esta montagem será:

$$S = U * I \rightarrow S = 36 * 4.4 \rightarrow S = 158.4 W \quad (54)$$

Como a potência aparente do transformador toroidal é muito superior à potência máxima do PFC, então o transformador satisfaz o requisito da potência e pode ser utilizado para os testes.

A escolha da frequência mínima, que é um parâmetro inicial para o dimensionamento do PFC, em que a montagem ira funcionar reflete a experiência obtida nas anteriores montagens nas aulas de Eletrónica de Energia e de Eletrónica de Potência. Para a escolha deste valor de frequência mínima foi tido em conta o espectro de frequências audíveis pelo ouvido humano, que está compreendido entre os 20Hz e os 20kHz. Assim, operando com uma frequência mínima de 30 kHz, não será audível o funcionamento do conversor.

Tendo os paramentos iniciais definidos, é possível proceder ao cálculo dos restantes valores para que se possa simular. O primeiro valor a ser calculado é a frequência de serviço máxima:

$$f_{Sm\acute{a}x} = \frac{V_o}{V_o - \sqrt{2} * V_{lef}} * f_{Smin} \quad (55)$$

$$f_{Sm\acute{a}x} = \frac{100}{100 - \sqrt{2} * 36} * 30 * 10^6 = 61.114 \text{ kHz} \quad (56)$$

Tendo o valor da frequência de serviço máxima, é possível calcular o tempo máximo em que o *mosfet* está no estado ON:

$$t_{ON} = \frac{1}{f_{Sm\acute{a}x}} \quad (57)$$

$$t_{ON} = \frac{1}{61.114 * 10^6} = 16.36 \mu s \quad (58)$$

Para uma potência de 100W, a carga máxima a aplicar na saída é:

$$R = \frac{V_o^2}{P_o} \quad (59)$$

$$R = \frac{100^2}{100} = 100 \Omega \quad (60)$$

Com as frequências de serviço máxima e mínima, e com a carga máxima na saída, é possível calcular a indutância da bobine:

$$L = \frac{(1 - \frac{f_{Smin}}{f_{Sm\acute{a}x}})^2}{4 * f_{Sm\acute{a}x}} * R \quad (61)$$

$$L = \frac{(1 - \frac{30 * 10^6}{61.114 * 10^6})^2}{4 * 61.114 * 10^6} * 100 = 106.03 \mu H \quad (62)$$

Para completar o dimensionamento dos componentes principais, falta calcular o condensador de saída. Para isso é necessário calcular a corrente de saída:

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (63)$$

$$I_o = \frac{100}{100} = 1 \text{ A} \quad (64)$$

Como foi definido anteriormente, o *ripple* máximo admissível na tensão de saída é de 5%.

$$\Delta V_{Opp} < 5\% * V_o \quad (65)$$

$$\Delta V_{Opp} < 5\% * 100 = 5 \text{ V} \quad (66)$$

Com a corrente de saída e o *ripple* máximo na tensão de saída, é possível calcular o condensador de saída:

$$C > \frac{I_o}{2 * \pi * f_{rede} * \Delta V_{Opp}} \quad (67)$$

$$C > \frac{1}{2 * \pi * 50 * 5} = 637 \text{ } \mu\text{F} \Rightarrow 680 \text{ } \mu\text{F} \quad (68)$$

Como não existia aquele valor de capacidade, foi escolhido o valor imediatamente acima, ou seja, 680 μF .

Com todos os valores dos componentes a usar calculados, é possível proceder à simulação do conversor dc-dc *boost* sem controlo nenhum. No entanto os seguintes valores serão usados em cálculos posteriores:

- Corrente máxima na bobine:

$$i_{Lmax} = \frac{\sqrt{2} * V_{Ief}}{L} * t_{ON} \quad (69)$$

$$i_{Lmax} = \frac{\sqrt{2} * 36}{106 * 10^{-6}} * 16.36 * 10^{-6} = 7.858 \text{ A} \quad (70)$$

- Corrente eficaz:

$$I_{Ief} = \frac{V_{Ief}}{2L} * t_{ON} \quad (71)$$

$$I_{Ief} = \frac{36}{2 * 106 * 10^{-6}} * 16.36 * 10^{-6} = 2.778 \text{ A} \quad (72)$$

- *Ripple* de corrente na bobine:

$$\Delta i_L = \frac{V_i}{L} * t_{ON} \quad (73)$$

$$\Delta i_L = \frac{36}{106 * 10^{-6}} * 16.36 * 10^{-6} = 5.556 \text{ A} \quad (74)$$

6.2. Simulação do PFC em CrM

Para a simulação de um PFC, é necessário ter em conta a escolha do simulador a usar. Devido às ferramentas e opções disponibilizadas bem como ao conhecimento prévio da ferramenta, o software de simulação a usar será o Multisim 12. Este software não é gratuito, no entanto tem um período experimental de 30 dias para testes.

Inicialmente o PFC será simulado com uma tensão contínua, à semelhança de um conversor *boost* convencional. Esta abordagem simplifica a simulação e diminui a complexidade inicial do funcionamento pretendido.

Para um PFC em CrM sem amostragem de tensão de saída, é necessário obter a amostragem da corrente de entrada. Inicialmente será seguida a abordagem de amostrar a corrente no diodo D através da resistência R1 com o valor de 1Ω :

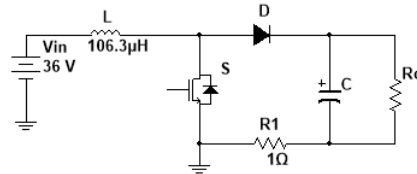


Figura 52 - Conversor *boost* com resistência de amostragem de corrente.

O principal objetivo do controle a aplicar será que a corrente $i_L(t)$ tenha o comportamento observável na figura 32, ou seja que a corrente na bobine suba em rampa durante um t_{on} constante e que o t_{off} seja variável consoante o tempo que a corrente demore a voltar a zero.

O *mosfet* S passará novamente à condução logo que a corrente na bobine seja aproximadamente nula. Esta abordagem, para este modo de condução crítico, será do tipo *one-shot*. A detecção $i_L(t)=0$ estará a cargo de um comparador LM119.

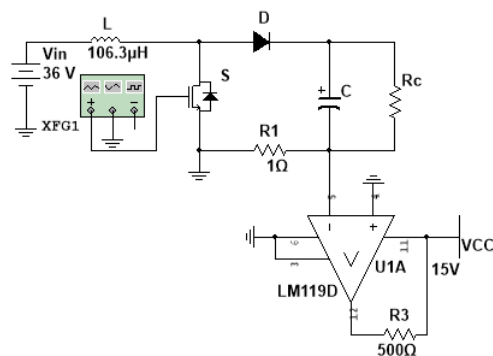


Figura 53 - PFC em CrM com detetor da passagem da corrente por zero.

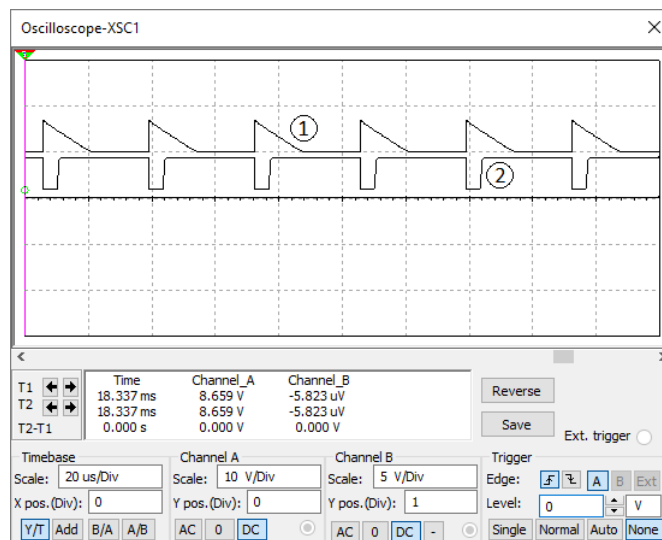


Figura 54 – Formas de onda do PFC em CrM com detetor da passagem da corrente por zero. (1- Forma de onda da corrente no díodo, 2 – Forma de onda no comparador de *zero crossing*)

O comparador fornece um sinal positivo quando a corrente no díodo D é inferior a zero. No entanto, existe uma diferença de aproximadamente 2 V entre o zero real e o sinal de *zero crossing*, o que poderá levar a que a corrente de entrada não chegue mesmo a zero. No entanto, para a simulação inicial, isso não será tido em conta.

Para o controlo dos estados do *mosfet* será utilizado um flip-flop JK com um *clock* de 70 kHz, tendo a frequência máxima do *clock*, para esta montagem, sido calculada anteriormente. O *set* do flip-flop será feito pelo comparador LM119 e fará com que a corrente suba, até o *reset* ser acionado. Este *reset* estará a cargo de um temporizador 555, a funcionar como monoestável, que começará a contagem de t_{on} assim que a corrente do díodo chegue a zero. Para condições de carga constante t_{on} será um tempo fixo que providenciará um sinal positivo para o *reset* do flip-flop JK quando terminar.

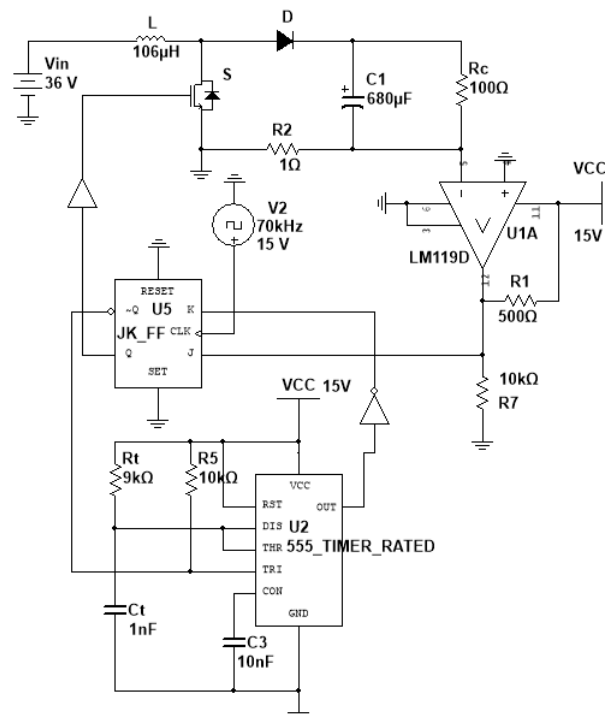


Figura 55 - PFC CrM com Flip-Flop JK e temporizador 555.

A constante de tempo do temporizador 555 a operar como monoestável é dada pela relação entre a resistência R_t e o condensador C_t :

$$\tau = 1.1 * R_t * C_t \quad (75)$$

Para uma primeira abordagem, será simulado com uma constante de tempo fixa. Porém, e como dito anteriormente, a constante de tempo só é fixa para uma carga constante. Caso a carga varie, esta constante de tempo terá também de variar para que a tensão na saída se mantenha no valor desejado de 100V.

Na simulação desta parcela do circuito foi detetado que o *trigger* do temporizador reagia a impulsos negativos e que cumulativamente nem a porta lógica NOT nem o flip-flop JK reagiam a tempo de fazer o t_{off} :

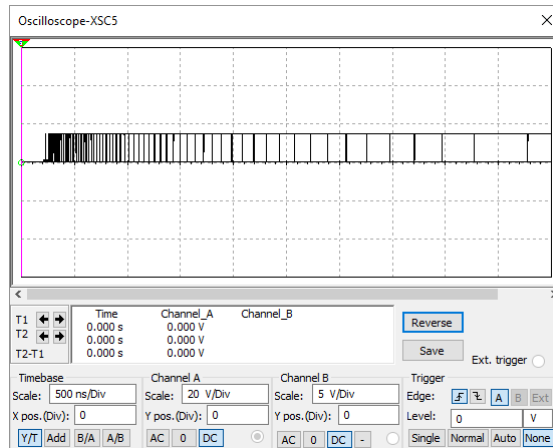


Figura 56 - Saída indecisa do temporizador 555.

Isto devia-se ao facto de, no pino de disparo do temporizador, aparecer inicialmente um estado lógico 1 que permanecia por demasiado tempo, fazendo com que o temporizador disparasse consecutivamente sem esperar pela reação do flip-flop JK. Para colmatar esta falha e também inserir algum atraso no temporizador 555, foi colocado o condensador C2 em série com o *trigger* do temporizador. Assim, do ponto de vista do temporizador apenas irá aparecer um pico negativo, que será o suficiente para que o flip-flop reaja a tempo.

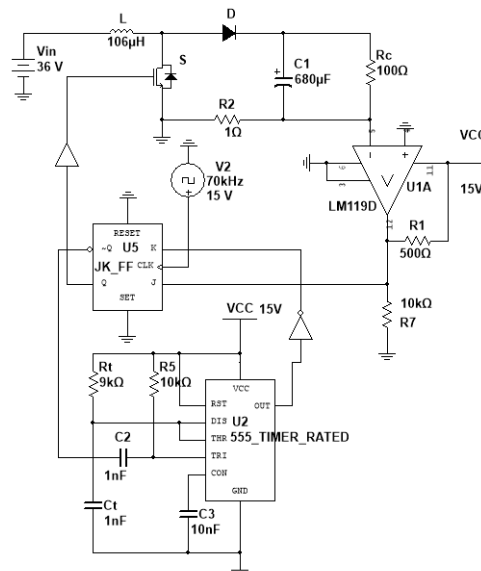


Figura 57 - Temporizador com atraso

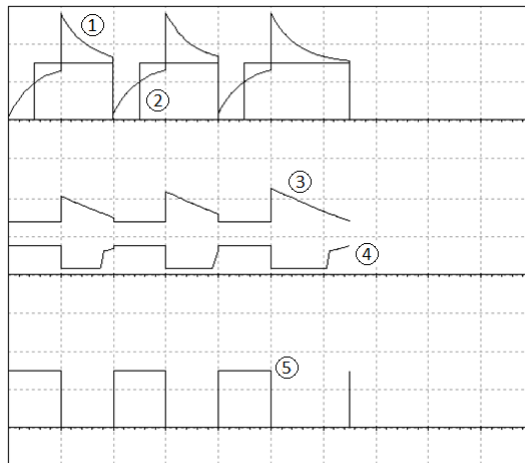


Figura 58 – Formas de onda do temporizador com atraso (1-tensão no *trigger*, 2- *Reset* no flip-flop JK, 3- Corrente no diodo, 4 – Set no flip-flop JK, 5- Sinal de comando do *Mosfet*).

Perante estas formas de onda é perceptível que existem alguns atrasos entre os sinais de comando e o controlo do *mosfet*, como por exemplo: o tempo que o *mosfet* está no estado ON não é igual à constante de tempo dada pelo temporizador; a rampa da corrente do diodo D não é igual nos ciclos apresentados. Isto deve-se ao facto de o sinal de *clock* do flip-flop não coincidir com as mudanças de estado. Os ciclos de relógio poderão ser aumentados para minimizar este problema.

Para o controlo de tensão do PFC foi usado um controlador PI para calcular a tensão de erro entre a tensão de saída e uma referência fixa.

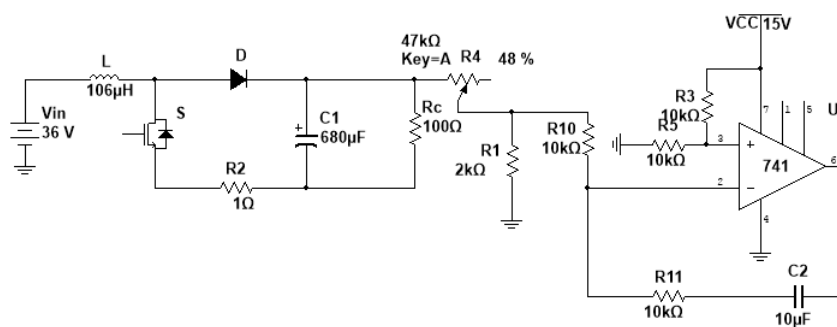


Figura 59 – Controlador PI.

Para dimensionar este controlador é necessário primeiramente obter a função de transferência do circuito. Para simplificar as equações, a função de transferência será apresentada recorrendo à Transformada de Laplace:

$$F.T. = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} \quad (76)$$

Como dito anteriormente o conversor *boost* tem 2 estados de funcionamento, com S=ON e com S=OFF, e a relação de conversão é dada pela expressão 25.

A tensão de entrada para o estado ON é dada pela expressão

$$V_{in}(s) = sL * I_L(s) \quad (77)$$

e a tensão de saída é dada por:

$$V_{out}(s) = Rc * I_D(s) \quad (78)$$

Tendo as fórmulas da tensão de entrada e da tensão de saída, é possível reescrever a função de transferência do circuito:

$$F.T.M.A = \frac{Rc * I_D(s)}{sL * I_L(s)} \rightarrow \frac{Rc}{sL} \quad (79)$$

com $I_D(s)=I_L(s)$.

No entanto, para complementar a função de transferência é necessário adicionar a relação de conversão do sistema. Também é preciso ter em conta, para o desenho do diagrama de blocos, que o sistema está dependente de outra entrada, a tensão de referência para a tensão de saída. Assim sendo, o diagrama de blocos do PFC é o seguinte:

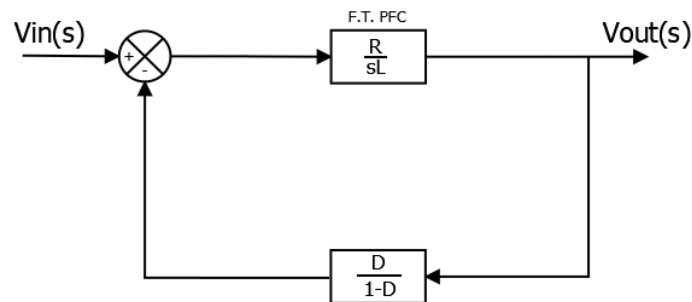


Figura 60 - Diagrama de blocos do PFC.

Após alguma reflexão sobre este diagrama de blocos, chegou-se à conclusão que o principal objetivo do controlador seria fazer com que a tensão de saída V_{out} fosse igual à tensão de referência V_{ref} . A tensão de entrada será tratada como uma perturbação e o controlador analisará a tensão de erro $E(s)$ como sendo a diferença entre a tensão de saída e a referência, controlando a tensão de saída para que a diferença seja zero:

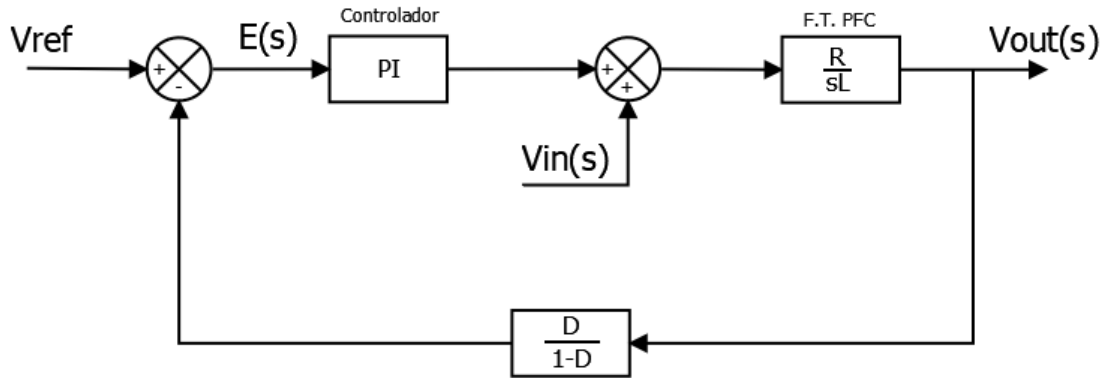


Figura 61 - Diagrama de blocos em malha fechada do PFC com controlador PI.

Assim, a função de transferência em malha fechada do diagrama de blocos anterior é a seguinte:

$$F.T.M.F = \frac{\frac{R}{sL}}{1 + \left(\frac{R}{sL} * \left(Kp + \frac{1}{Ki}\right) * \frac{D}{1-D}\right)} \quad (80)$$

Simplificando e substituindo os valores:

$$F.T.M.F = \frac{100s}{106 * 10^{-6}s^2 + 100s + 1000} \quad (81)$$

Com esta ultima fórmula, é possível calcular a resposta a um degrau deste sistema através do MATLAB. Com a resposta ao degrau é possível determinar o tempo de resposta do sistema a variações na saída:

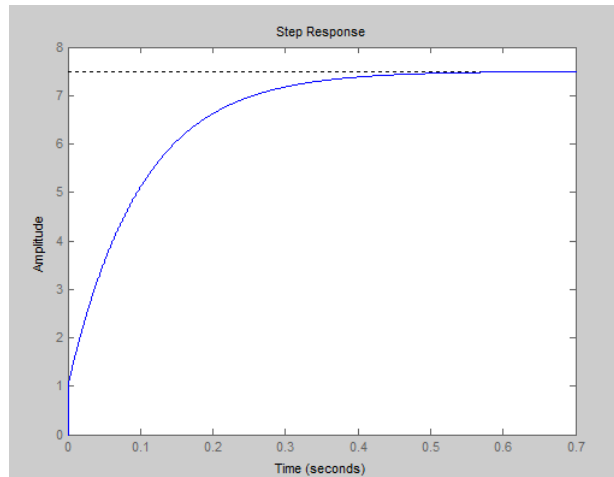


Figura 62 - Resposta a degrau do controlador PI.

Os parâmetros retornados pelo comando *setinfo(sys)* são os seguintes:

- *RiseTime*: 0.2159
- *SettlingTime*: 0.3769
- *SettlingMin*: 6.7501
- *SettlingMax*: 7.4943
- *Overshoot*: 0
- *Undershoot*: 0
- *Peak*: 7.4943
- *PeakTime*: 0.7036

Pela análise dos parâmetros anteriores, a resposta do controlador caracteriza-se por ser uma resposta lenta, como desejado. O sistema não aparenta ter *overshoot* e atinge o valor de referência ao fim de aproximadamente 700 ms.

Como o controlador fornece uma tensão de erro e a tensão de saída é regulada no temporizador, é necessário transformar a tensão de erro numa constante de tempo que possa ser usada pelo temporizador 555.

Analisando o interior do 555:

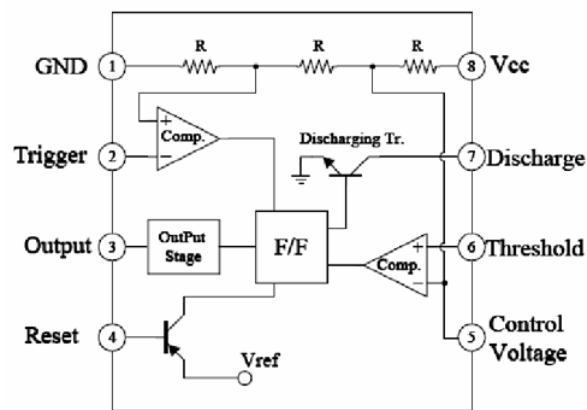


Figura 63 - Temporizador 555.

O temporizador passa para o estado lógico 0 através de um comparador, que compara $2/3 V_{cc}$ com a entrada de *threshold*, ou seja, sempre que a tensão no pino 6 for superior a dois terços da tensão de alimentação, o temporizador passa para o estado lógico 0. No entanto, o 555 disponibiliza, no pino 5, acesso à entrada negativa desse mesmo comparador.

A abordagem seguida foi colocar o valor da tensão de erro que se obtém do controlador PI no controlo de tensão do temporizador. No entanto, os resultados não foram os melhores.

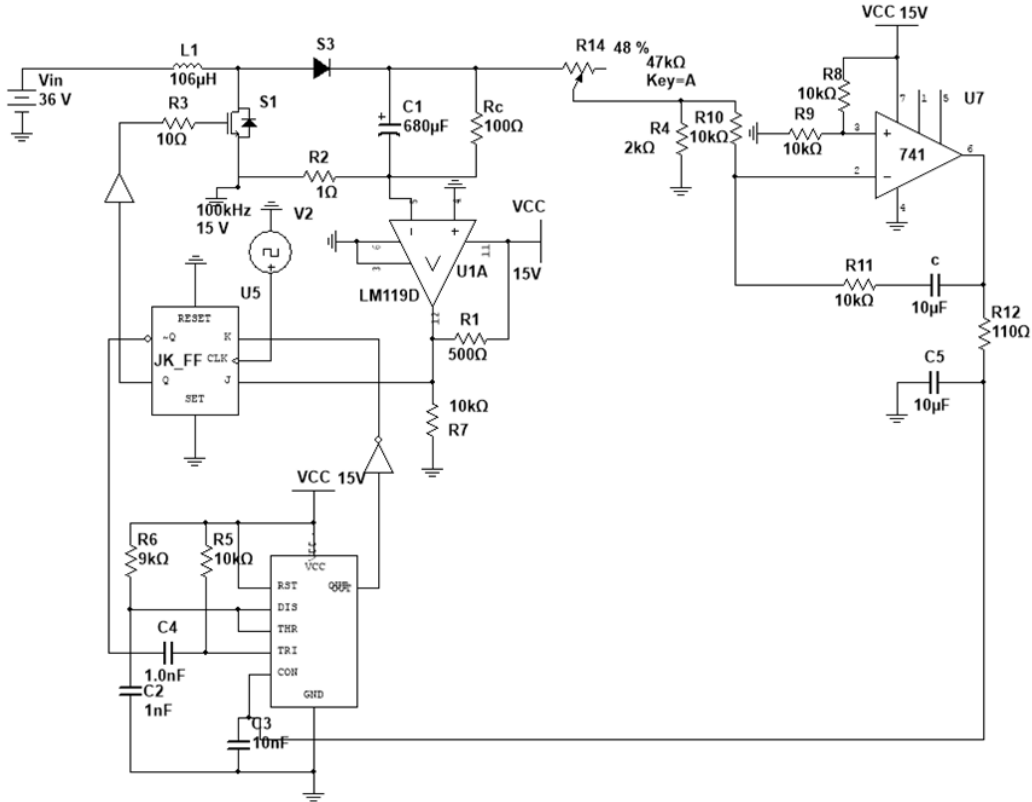


Figura 64 - PFC CrM com temporizador 555.

De notar que existe um filtro passa baixo logo após a saída do controlador PI com uma frequência de corte de aproximadamente 150Hz. Este filtro foi implementado devido ao ruído na tensão de saída provocado pela resistência de amostragem de corrente. O filtro passa baixo terá um impacto no tempo de resposta do controlador. No entanto, para este tipo de PFC o impacto não deverá ser significativo.

Admitindo $C_5 = 10 \mu\text{F}$, então:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R_{10} * C_5} \quad (82)$$

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * 110 * 10 * 10^{-6}} = 144.7 \text{ Hz} \quad (83)$$

Assim, a frequência de corte será de aproximadamente 150 Hz.

Contudo, a abordagem do uso de um temporizador 555 para o controlo do tempo de subida esbarrou na tentativa de controlo do t_{on} do *mosfet*. O tempo em que o

temporizador estava no estado lógico 1 apresentava variações bruscas, fazendo com que o t_{on} não fosse constante, o que é uma condição necessária para o PFC em modo CrM. Foram feitas tentativas no âmbito de controlar o tempo de carga do condensador através de uma fonte de corrente, de colocar resistências em série e um comutador, porém sem sucesso, o que levou à desistência do uso de um temporizador 555 para fazer o set do *flip-flop* JK.

Após alguma reflexão sobre o assunto, chegou-se à conclusão que para obter uma constante de tempo em circuitos eletrônicos analógicos é necessário recorrer ao seguinte esquema:

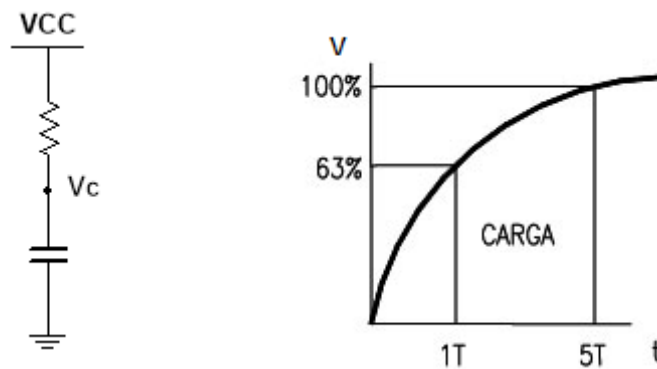


Figura 65 - Constante de tempo e curva de carga de um condensador.

A constante de tempo desta montagem é dada pela fórmula 73. A curva da tensão no ponto V_c é dada pela imagem anterior.

Através da análise da fórmula, do circuito e da curva característica de carga de um condensador é possível concluir que a tensão no ponto V_c não é constante durante 5τ . Esta tensão sobe exponencialmente até à tensão de alimentação e pode ser calculada a sua tensão com qualquer constante de tempo através da seguinte fórmula:

$$V_c = VCC * (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad (84)$$

Assim sendo, é possível comparar esta tensão V_c com a tensão vinda do controlador PI e obter um impulso que varia a sua duração consoante o tempo que a tensão V_c

demora a atingir o valor da tensão do controlador PI. Quanto mais elevada for a tensão de erro, maior será o tempo t_{on} :

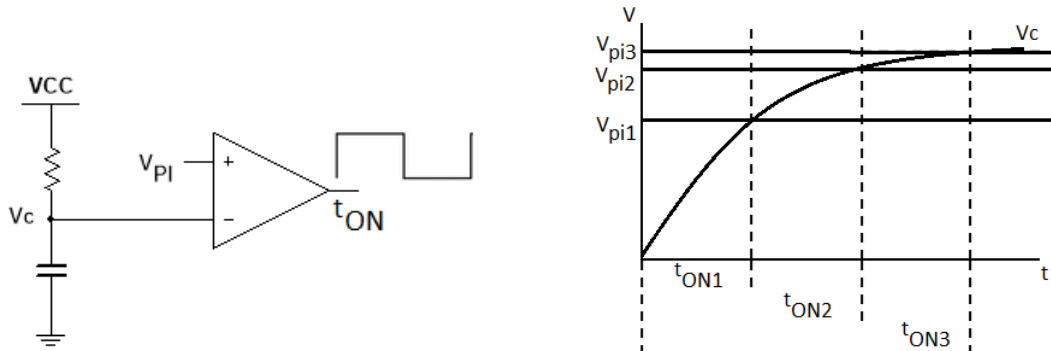


Figura 66 - Controlo de t_{on} .

No final de cada t_{on} (t_{off}) é necessário reiniciar o novo temporizador colocando a tensão V_c a zero para que quando a corrente no díodo D chegue a zero, este possa iniciar uma nova contagem baseada na tensão de controlo. Para um controlo lento, esta tensão terá uma variação lenta, pelo que se poderá assumir que o t_{on} é fixo e constante, consoante a carga. O *reset* do temporizador será feito com a descarga do condensador com recurso a um transístor:

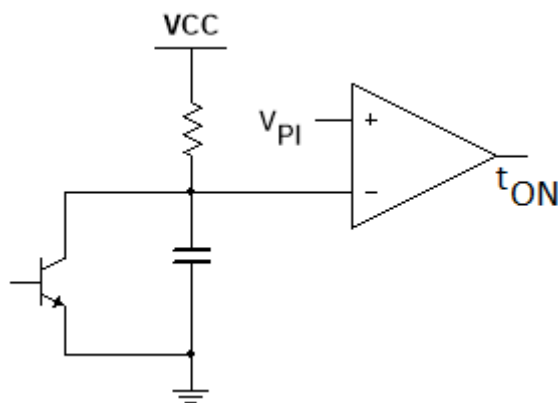


Figura 67 - *Reset* do temporizador.

A escolha do condensador deverá recair sobre o valor mais reduzido possível. A principal razão desta escolha prende-se com a necessidade de retirar toda a energia do condensador num curto período de tempo. Assim, quanto menor for o condensador,

menor será a energia a retirar dele. Desta forma, foi substituído o temporizador 555 por este novo temporizador:

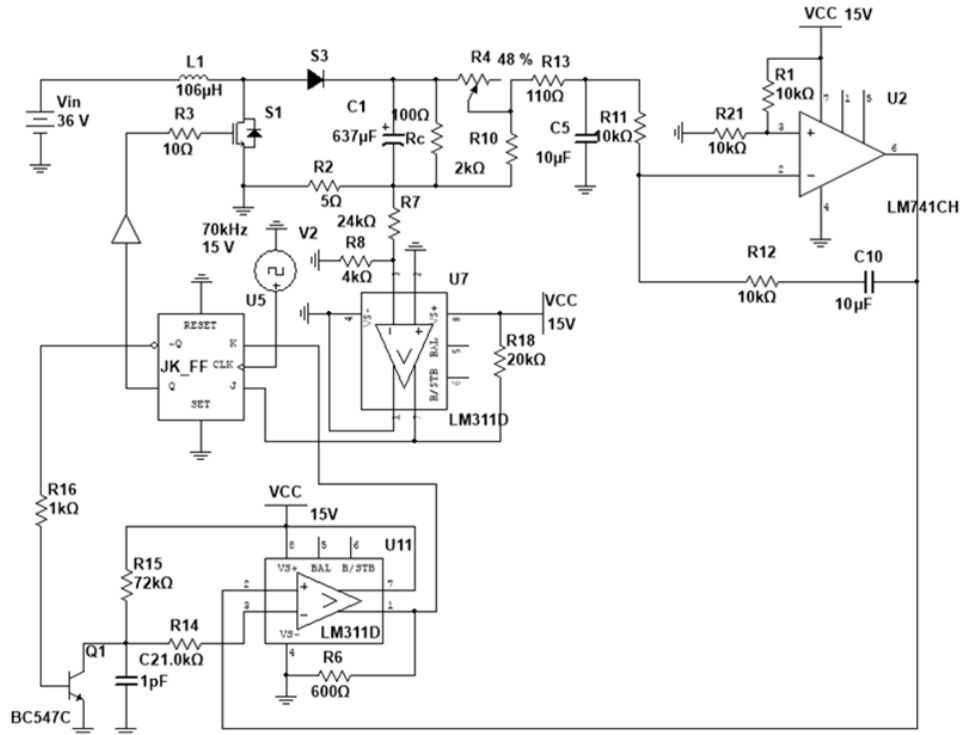


Figura 68 – PFC em CrM alimentado em tensão contínua.

Com esta nova implementação já é possível simular o PFC em DC com resultados bastante razoáveis.

O filtro passa baixo foi colocado antes do controlador PI para que este controlador não tenha em conta nos cálculos o ruído provocado pela resistência de amostragem e possa assim obter-se um sinal filtrado e contínuo na entrada do controlador:

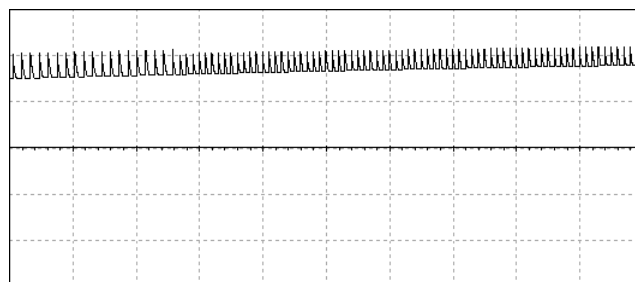


Figura 69 - Sinal de saída antes do filtro passa baixo no arranque.

Também foram substituídos os comparadores de *zero crossing* e do temporizador. Isto deveu-se essencialmente à disponibilidade de armazém. No entanto estes novos comparadores também têm um bom tempo de resposta, cerca de 200ns [25].

Os resultados são os seguintes:

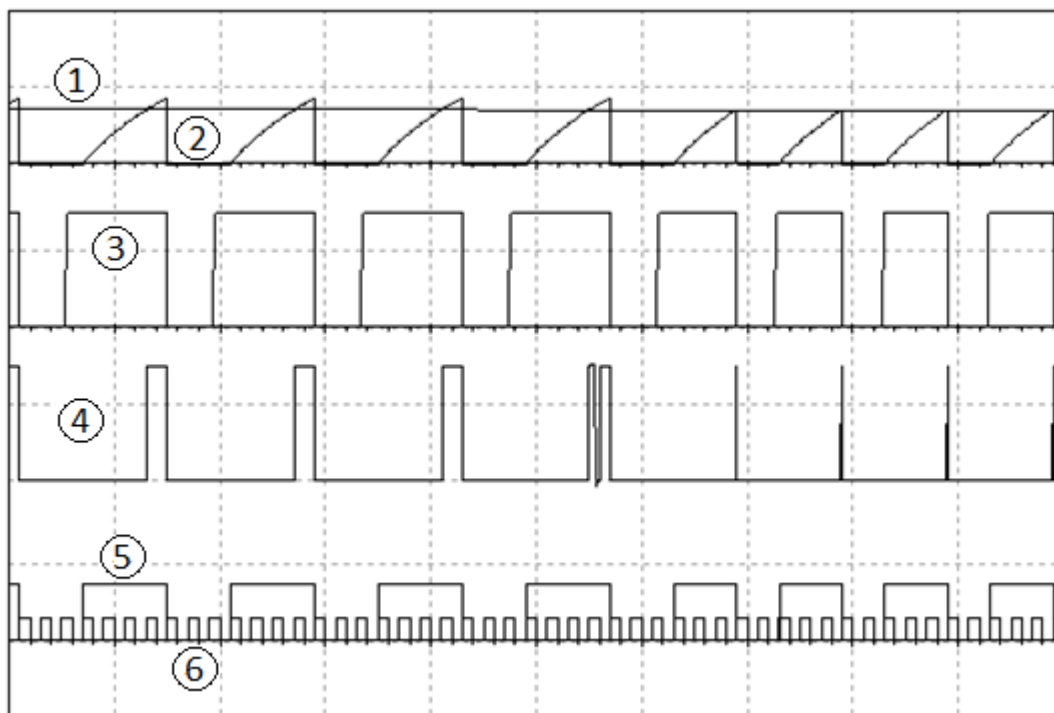


Figura 70 - Formas de onda do controlo no arranque do PFC CrM. 1-Sinal do Controlador PI, 2-Tensão no condensador do temporizador (entrada negativa do comparador), 3- Sinal de *zero crossing*, 4-Sinal do temporizador, 5- Sinal para a gate do *mosfet*, 6- *Clock* do *flip-flop* JK

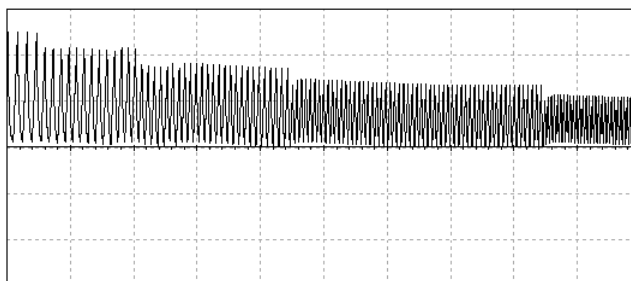


Figura 71 - Forma de onda da corrente no arranque do conversor.

Como o PFC está a funcionar bem em tensão contínua, será alterada a alimentação para uma fonte AC, retificada através de uma ponte de *Graetz*. O resultado será semelhante ao nível do controlo e ao nível da tensão de saída. Porém, na entrada deverá ser observado o efeito envelope na corrente, característico dos PFCs em CrM.

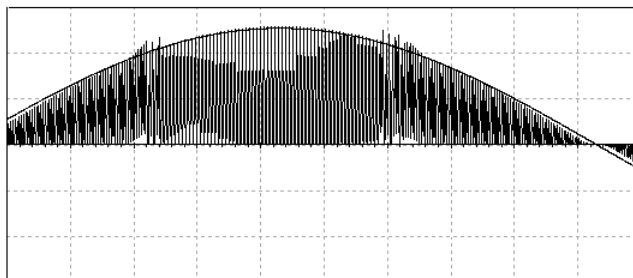


Figura 72 - Forma de onda da corrente de entrada após estabilizar.

Como se pode observar, a forma de onda da corrente apresenta alguns degraus na sua forma. Isto deve-se ao facto de os ciclos de relógio do *flip-flop* JK não serem síncronos com a mudança de ciclo da rede, levando a que os estados do *mosfet* estejam condicionados à frequência de relógio do *flip-flop*. Isto poderá levar a que a deteção da passagem por zero do temporizador seja atrasada pelo *clock*, e pequenas alterações no *clock* levarão a grandes alterações na forma de onda da corrente:

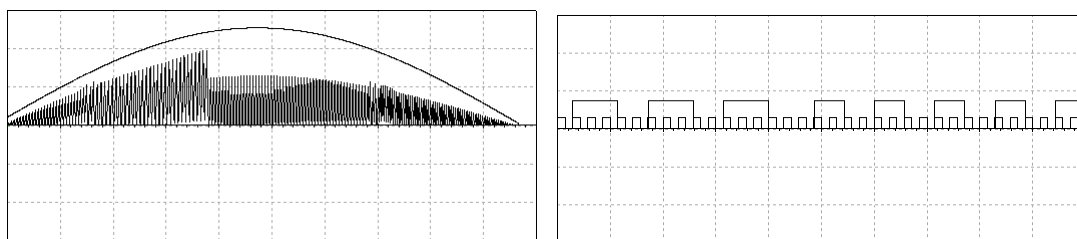


Figura 73 - Mudança de ciclo de relógio e consequência na corrente de entrada.

O *clock*, como mencionado anteriormente, tem uma frequência de 70kHz e como podemos observar, apenas existem mais 2 ciclos que podem ser reduzidos até atingir o valor máximo de frequência do PFC CrM. Porém, esse comportamento é típico de um FCCrM e não de um CrM e neste caso levará a que, para cargas reduzidas, o controlo seja incapaz de conseguir reduzir o t_{on} de forma a normalizar a tensão de saída.

Para resolver esta limitação e libertar o conversor do limite máximo de frequência, foi decidido trocar o uso do *flip-flop* JK por uma LATCH SR

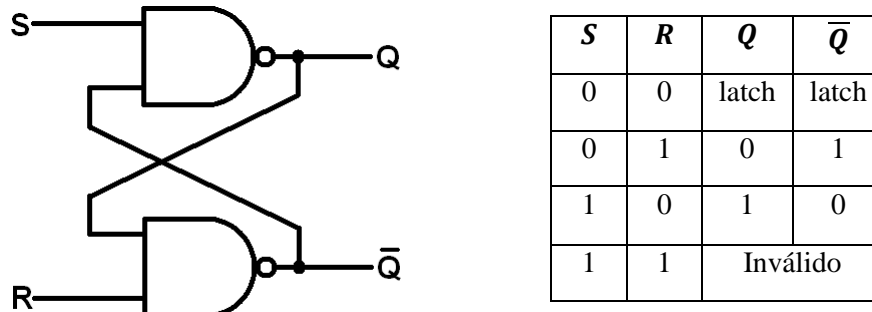


Figura 74 - Latch SR e a sua tabela de verdade.

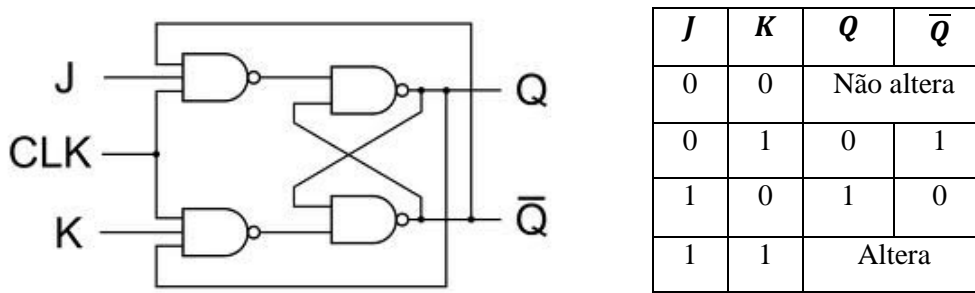


Figura 75 - Flip-flop JK e a sua tabela de verdade.

Todavia, a simples troca do *flip-flop* JK por uma *latch* SR não foi bem-sucedida. A partir de uma análise mais cuidada ao funcionamento de ambos os circuitos internos da *latch* e do *flip-flop* JK e às suas tabelas de verdade, deduz-se que no momento em que ambas as entradas, o *set* e o *reset*, estão a 1 a *latch* não permite essa configuração enquanto o *flip-flop* JK troca de estado. E essa situação acontece neste design de PFC:

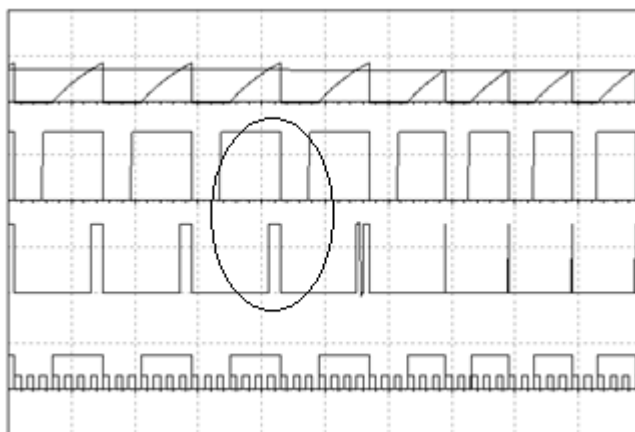


Figura 76 - Identificação do momento em que o *set* e o *reset* são simultâneos.

Para este caso, rapidamente o circuito de controlo deixava de comutar o *mosfet*. Para encontrar uma solução robusta foi necessário fazer um arranjo de portas lógicas e alterar a configuração com um temporizador. Assim, apenas um *set* ou um *reset* pode aparecer no momento em que deve aparecer, ou seja, após a *latch* receber um reset, apenas o *set* é permitido, bloqueando todos os *resets* que possam aparecer, sendo também o contrário válido. O resultado final deste redesign é o seguinte:

Conversor AC-DC com corrente de entrada sinusoidal

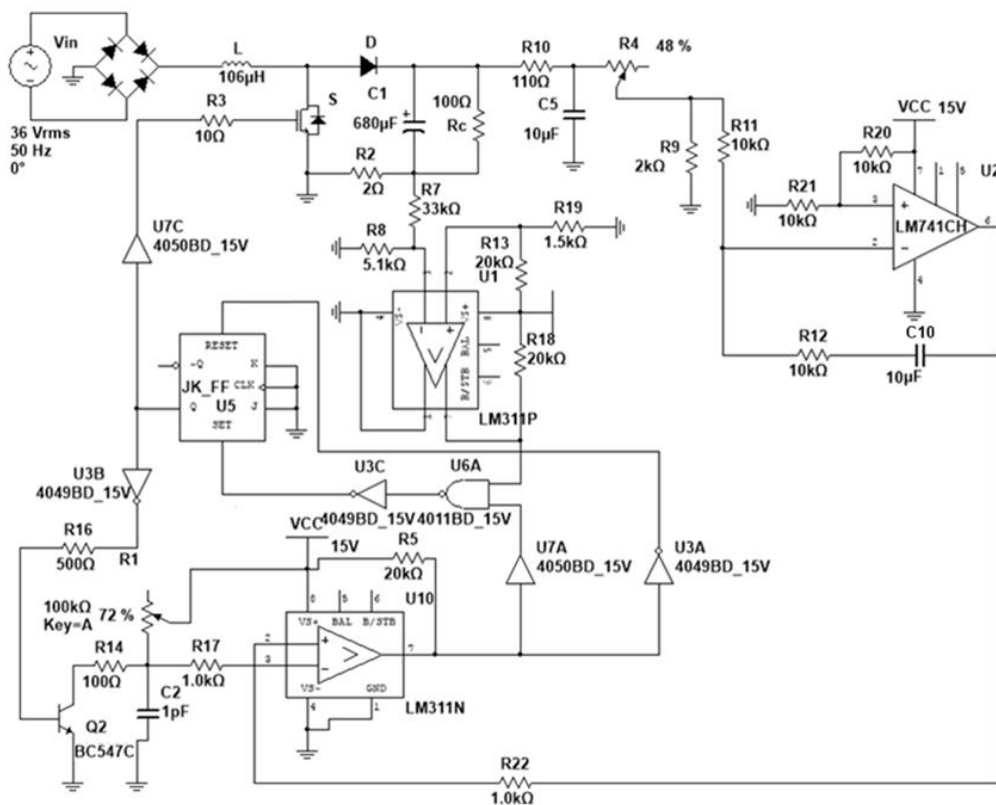


Figura 77 - PFC em CrM, circuito completo.

Os resultados são os seguintes:

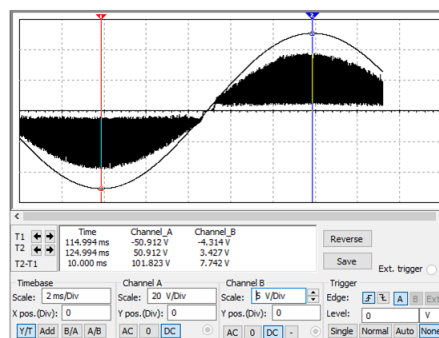


Figura 78 - Formas de onda da tensão e corrente de entrada do PFC em CrM.

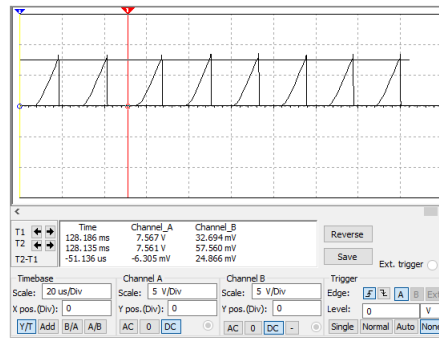


Figura 79 - Tensão de controlo e forma de onda no condensador do temporizador do PFC em CrM.

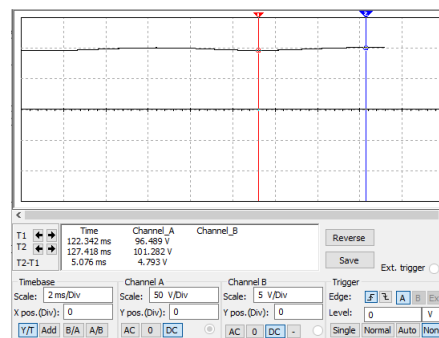


Figura 80 - Tensão de saída do PFC em CrM.

Os resultados são os esperados. A relação de transformação entre a corrente de entrada e a tensão no TI é 1 para 1. Pode-se observar nas formas de onda da entrada a tensão sinusoidal e a forma de onda da corrente típica de um conversor PFC em CrM com o efeito envelope e em fase com a tensão. Também é possível observar que a tensão do controlador está fixa no valor médio aproximado de 7.5V e que a tensão de saída é aproximadamente de 100V, dentro do *ripple* máximo de 5%.

A montagem em *breadboard* é a seguinte:

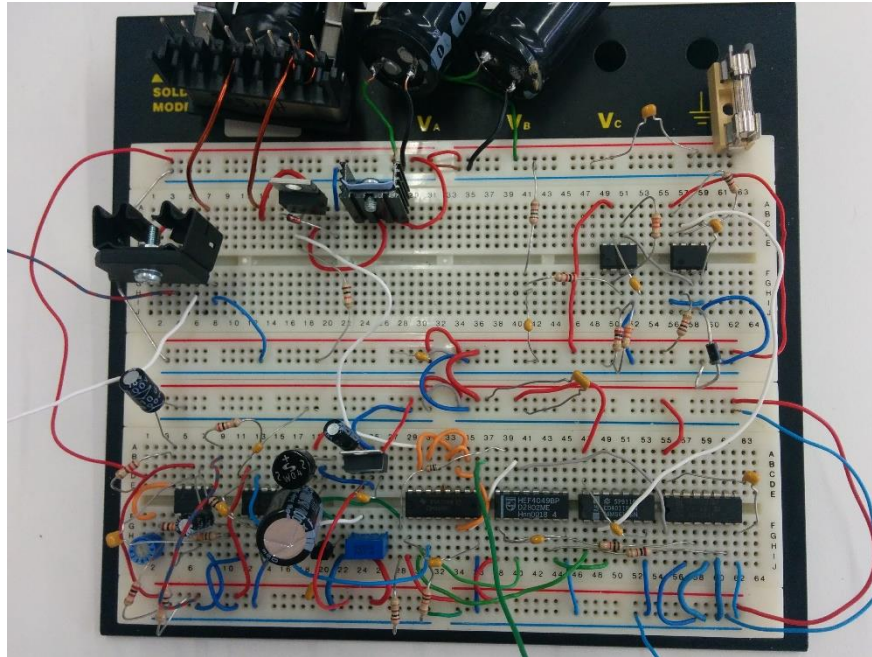


Figura 81 - PFC em CrM em *breadboard*.

Após montagem em *breadboard* foram detetados alguns problemas que se prenderam com a escolha do material a usar e também algumas abordagens seguidas menos corretas:

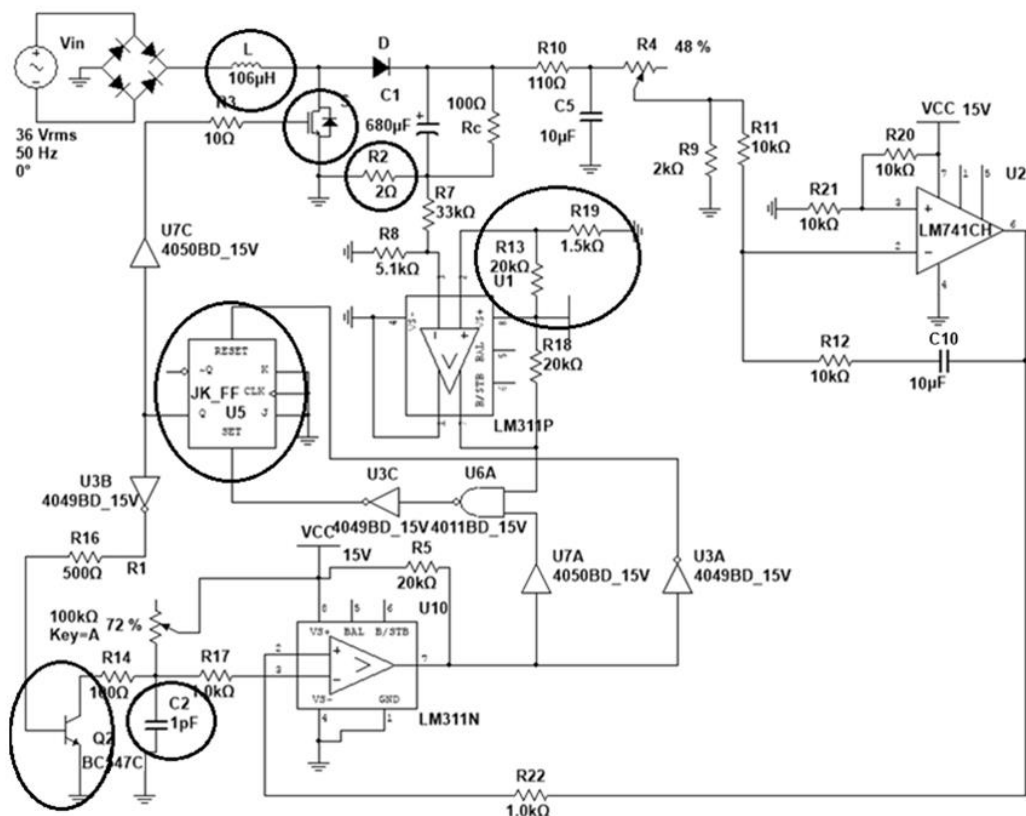


Figura 82 - PFC em CrM: identificação de problemas práticos.

No caso da construção da bobine L, o valor real obtido foi de 185mH. Isto terá um impacto real na frequência mínima de comutação e também na escolha da resistência (potenciômetro) para o temporizador, o que implica que o potenciômetro terá que ser reajustado.

No caso do *mosfet* S, foi observado que este se inutilizava esporadicamente quando se desligava/ligava o circuito de potência da rede elétrica. No entanto, não aparentava quaisquer sinais de destruição, ficando “apenas” em curto-circuito. Neste caso, concluiu-se que a tensão V_{GS} estaria a ultrapassar o limite definido pelo fabricante, cerca de 20V [26], e foi colocado um diodo *zener* com uma tensão de *zener* de 20V entre a gate e a *source* do *mosfet*.

Em relação à resistência de amostragem da corrente, foi seguida a orientação de mudar a resistência, de forma a ser amostrada a corrente na bobine L e não a corrente no diodo D. Também foi aconselhado reduzir o seu valor e acrescentar um amplificador de forma a reduzir o espaçamento encontrado entre o zero real, e o zero detetado pelo *zero crossing* (U1):

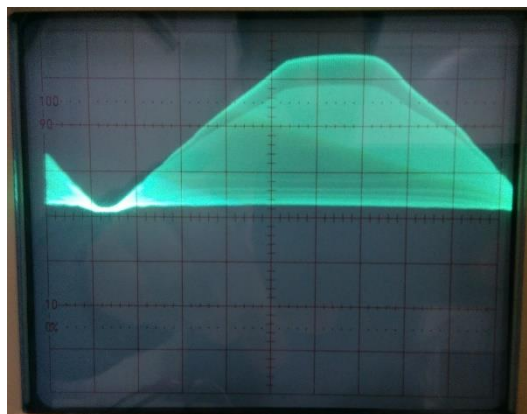
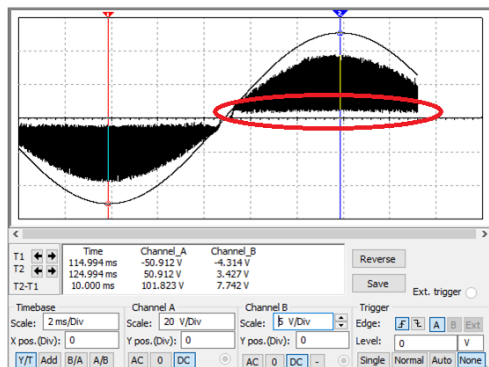


Figura 83 - Espaçamento entre o zero real e o zero detetado.

Desta forma a corrente iria aproximar-se realmente do zero real, em vez de ter o espaçamento semelhante à imagem anterior.

Ainda no *zero crossing* (U1), foi substituído o divisor de tensão por um díodo. Apesar de os comparadores poderem comparar o valor de um sinal com a massa (zero), essa operação é de difícil concretização e pode levar a falhas. Assim, comparar com um sinal próximo de zero, como por exemplo 0.7 V, tem uma fiabilidade superior. Então este divisor de tensão foi substituído por um díodo que faça uma queda de tensão de 0.7 V.

Em relação à *latch* SR, foi detetado que esta se destruía e/ou consequentemente destruía as portas lógicas a montante. Por prevenção, foram colocadas resistências para limitar a corrente de entrada na *latch* SR, o que resolveu o problema.

Por falta de sensibilidade prática, a escolha do condensador C2 não foi a mais correta. Na prática, os condensadores de 1pF não têm qualquer influência no circuito, o que se provou removendo o condensador, devido a ter um valor demasiado pequeno. Então foi substituído por um condensador superior (2.2nF) e reajustado o potenciómetro que regula o tempo de carga desse condensador.

Foi adicionado também uma resistência na base do transistor (Q2) para obrigar a passagem ao corte.

Após várias simulações em diversos cenários, chegou-se à conclusão que uma melhoria na regulação do t_{on} poderia ser feita. No controlador PI, quando a tensão de

erro se aproxima do valor da referência, a tensão de saída aproxima-se da média entre a alimentação positiva e a alimentação negativa, que neste caso é 7.5V.

O comparador do temporizador (U10) compara os valores de tensão do condensador com a tensão de erro do controlador entre uma margem de 0 a 15V, que são os valores de alimentação do comparador, saturando para qualquer valor acima. Como ambos os integrados (comparador e PI) podem ser alimentados a tensões mais elevadas, foi nesta base que foi aumentado o valor de alimentação do controlador PI (U2) e do comparador (U10) para 24V. A principal vantagem é a nova gama de valores na regulação do t_{on} que se podem comparar, situando-se entre os 0 e os 24V, permitindo assim uma melhor regulação do t_{on} para cargas inferiores.

Simulou-se então o circuito final, com todas as alterações:

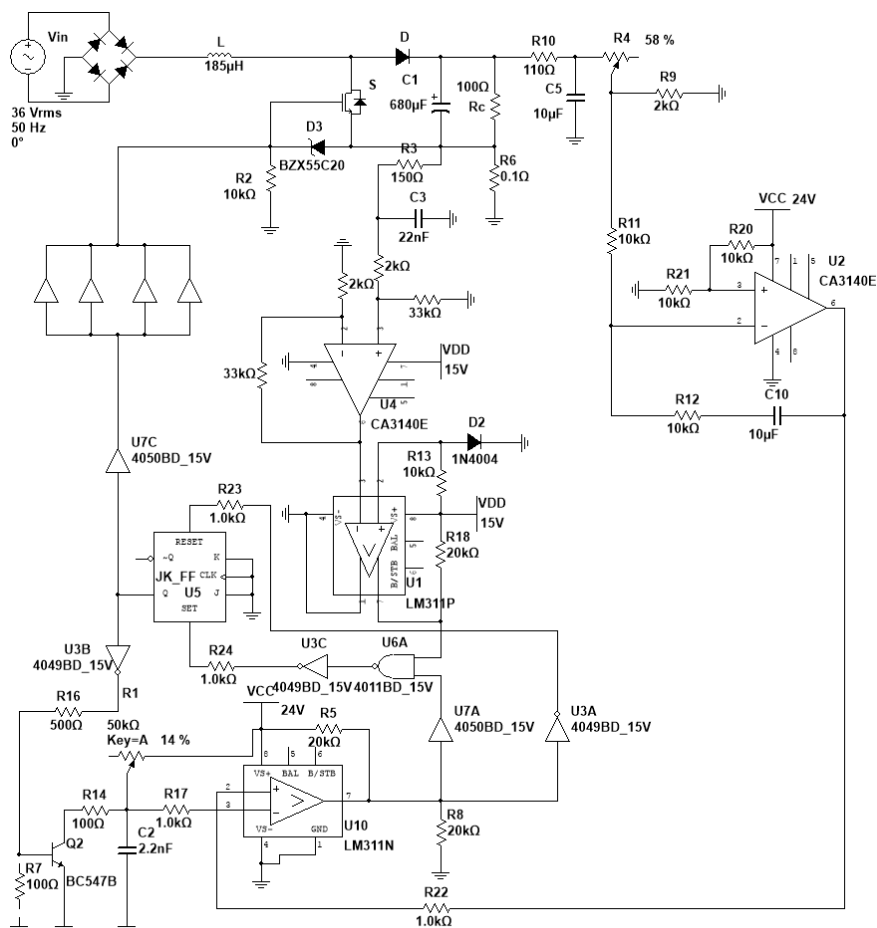


Figura 84 - Circuito final do PFC em CrM.

Os resultados são os seguintes:

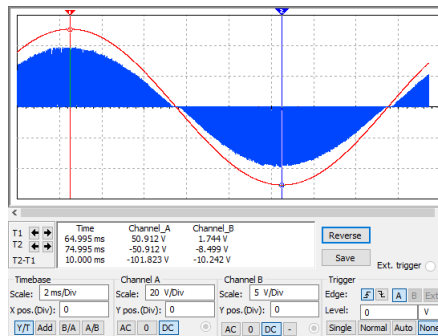


Figura 85 - Formas de onda da tensão(vermelho) e corrente de entrada (azul).

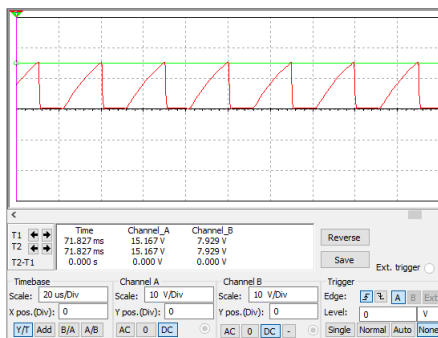


Figura 86 - Formas de onda no temporizador (VPI (verde) e VC(vermelho)).

A relação de conversão entre a corrente de entrada e a tensão no TI é de 1 para 1. É possível observar que o contorno da corrente de entrada apresenta uma forma sinusoidal e esta forma está em fase com a forma de onda da tensão, o que é o esperado. Também é possível verificar que a distância da corrente de entrada entre o zero real e o zero detetado no *zero crossing* é aproximadamente zero, o que é uma melhoria expressiva com a nova abordagem, relativamente ao método anterior.

A tensão de controlo estabilizou em torno dos 15V. Este valor pode ser ajustado recorrendo aos potenciômetros deixados de propósito no circuito para obter um valor mais proveitoso, caso seja necessário após a montagem em PCB.

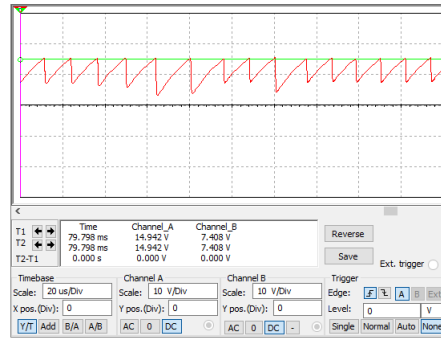


Figura 87 - Formas de onda no temporizador (VPI (verde) e VC(vermelho)) na passagem por zero.

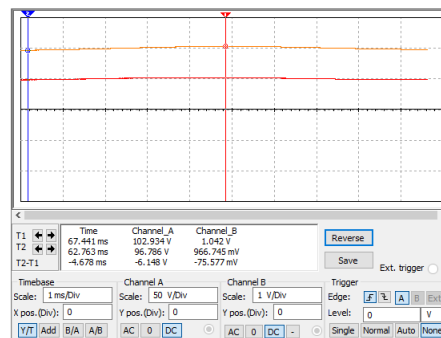


Figura 88 - Tensão de saída(laranja) e corrente de saída (vermelho).

Na passagem da tensão de entrada por zero, o valor de t_{off} é aproximadamente zero, sendo que o tempo para a descarga do condensador não é o suficiente e a forma de onda da tensão no condensador é a apresentada anteriormente. No entanto este pormenor não é relativamente importante, pois nesse instante a tensão de entrada é aproximadamente zero.

A tensão de saída apresenta um *ripple* dentro dos limites estipulados e a corrente de saída também. O tempo de estabilização é cerca de 70 ms.

A alimentação do circuito de controlo é baseada num transformador independente com a tensão de saída de 24V. Para alimentar os diferentes níveis de tensão recorreu-se a reguladores de tensão LM7824 e LM7815 na seguinte configuração:

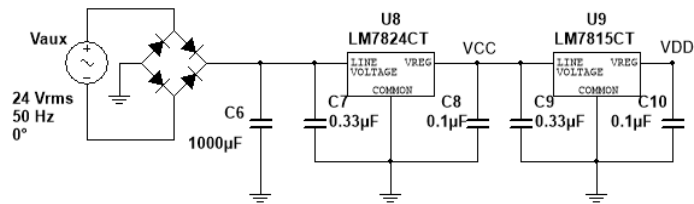


Figura 89 - Sistema de alimentações do circuito de controlo.

O regulador de tensão LM7815 está em cascata com o LM7824. Isto deve-se ao facto de a tensão de saída da filtragem ser aproximadamente 34V e a tensão máxima que o regulador LM7815 admite ser apenas de 35V [27], enquanto que o LM7824 já admite uma tensão de 40V [27]. Apesar de o regulador LM7815 suportar a tensão retificada, estava muito próximo do limiar.

6.3.Dimensionamento da Bobine

Para este conversor, projetou-se uma bobine de 106 µH, para operar a frequências superiores a 30 kHz. Foi usado um núcleo de ferrite (3c90) devido às suas perdas reduzidas em função da densidade do fluxo vs frequência.

O dimensionamento da bobine é feito com base nos seguintes parâmetros:

- $i_{Lmax} = 7.858 \text{ A}$
- $\Delta i_L = 5.556 \text{ A}$
- $f_{smin} = 30 \text{ kHz}$
- $f_{smax} = 61.115 \text{ kHz}$
- $L = 106 \text{ µH}$

Conhecendo o tempo de comutação e a topologia do PFC, é possível fazer uma primeira escolha do material do núcleo da bobine, seguindo as indicações do fabricante. Face ao material disponível em armazém, foi escolhido o 3C90.

De seguida é necessário obter o valor de B_{sat} (a 100°C) através do gráfico disponibilizado pelo fabricante [28]: a curva B-H.

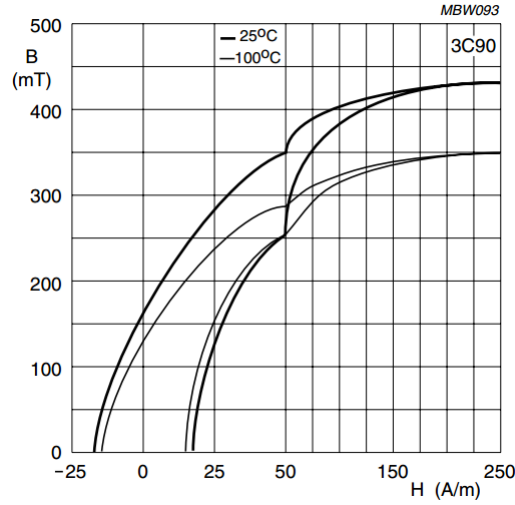


Figura 90 - Curvas B-H típicas.

O B_{sat100° extrapolado do gráfico para um H de aproximadamente 10A/m é de 180mT .

Após a extrapolação, é necessário validar a saturação do núcleo calculando o ΔB :

$$\Delta B = B_{m\acute{a}x} * \frac{\Delta i_L}{I_p} \quad (85)$$

$$\Delta B = 0.18 * \frac{5.556}{7.858} = 127.3 \text{ mT} \quad (86)$$

É também necessário extrapolar o valor da densidade de potência a partir do gráfico da densidade de potência (KW/m^3 ou mW/cm^3) em função de ΔB (tendo como parâmetro a frequência) ou verificar se a densidade de potência, P_v , é inferior a 100mW/cm^3 ou 100kW/m^3 .

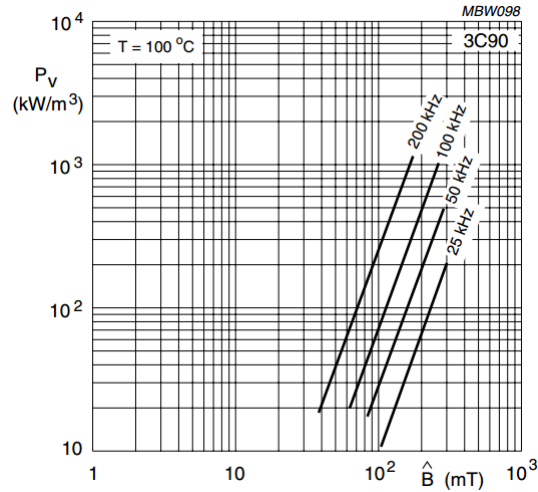


Figura 91 - Perdas típicas em função da densidade de fluxo com a frequência como parâmetro.

Para um ΔB igual a 127.3 mT e $f_{\text{máx}}$ de 100kHz, as perdas são de aproximadamente 140 mW/cm³ (90 kW/m³).

Para o cálculo da área da janela, é necessário admitir um valor para $B_{\text{máx}}$. Sendo $B_{\text{máx}} = 0.15T$, então:

$$A_p = A_e * A_w = \frac{L * I_p * I_{ef}}{B_{\text{máx}} * J_{\text{máx}} * K_u} \quad (87)$$

Considerando $J_{\text{máx}} = 2.5 \text{ A/mm}^2$ e $K_u = 0.5$, então:

$$A_p = \frac{106 * 10^{-6} * 7.858 * 2.778}{0.15 * 2.5 * 10^6 * 0.5} = 12341 \text{ mm}^4 \quad (88)$$

Sendo assim, a escolha do núcleo tem por base o valor da área-produto, que tem de ser superior a 12341 mm⁴. O núcleo a usar será então o EDT39:

| NUMBER OF SECTIONS | WINDING AREA (mm ²) | MINIMUM WINDING WIDTH (mm) | AVERAGE LENGTH OF TURN (mm) | AREA PRODUCT Ae x Aw (mm ⁴) | TYPE NUMBER |
|--------------------|---------------------------------|----------------------------|-----------------------------|---|---------------------------------|
| 1 | 177 | 25.7 | 69 | 22100 | CPH-ETD39-1S-16P ⁽¹⁾ |

| SYMBOL | PARAMETER | VALUE | UNIT |
|---------------|-------------------|--------|------------------|
| $\Sigma(l/A)$ | core factor (C1) | 0.737 | mm ⁻¹ |
| V_e | effective volume | 11 500 | mm ³ |
| l_e | effective length | 92.2 | mm |
| A_e | effective area | 125 | mm ² |
| A_{min} | minimum area | 123 | mm ² |
| m | mass of core half | ≈ 30 | g |

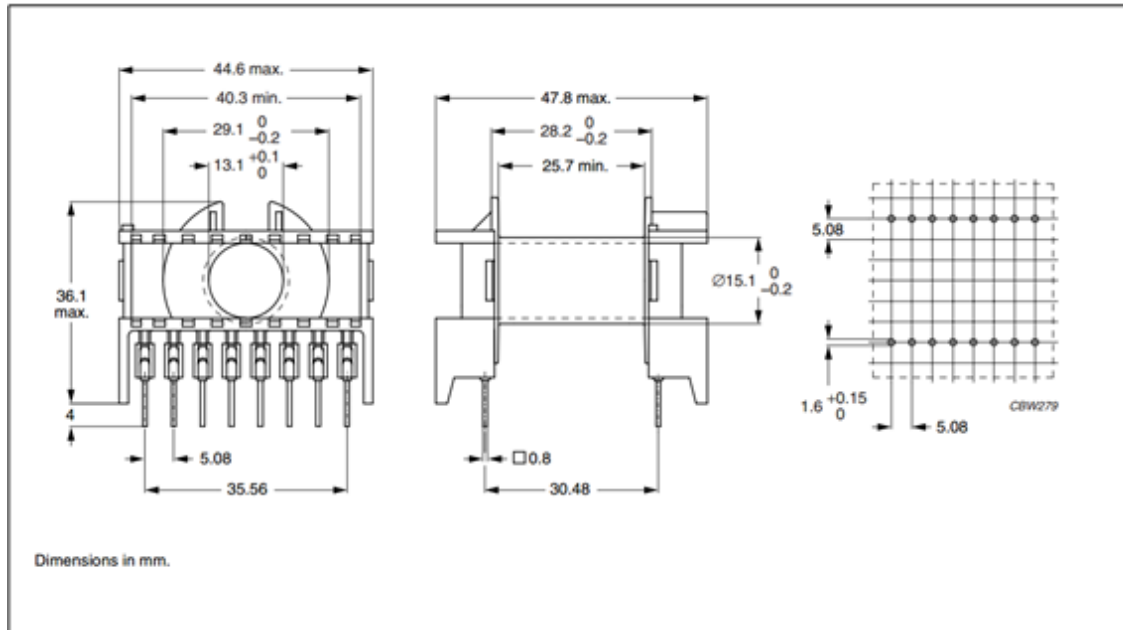


Figura 92 - ETD39 - Características.

O número aproximado de espiras é dado pela seguinte expressão:

$$N = \frac{L * I_p}{B_{m\acute{a}x} * A_e} \quad (89)$$

$$N = \frac{106 * 10^{-6} * 7.858}{0.15 * 125 * 10^{-6}} = 44.4 \text{ espiras} \quad (90)$$

$$N' = 45 \text{ espiras} \quad (91)$$

Devido ao facto de o número total de espiras (N) não ser um número inteiro, terá que ser arredondado por excesso (N').

Também é necessário conhecer a secção do condutor de cobre a utilizar:

$$S_{Cu} = \frac{I_{ef}}{J_{m\acute{a}x}} \quad (92)$$

$$S_{Cu} = \frac{2.778}{2.5 \cdot 10^{-6}} = 1.11 \text{ mm}^2 \quad (93)$$

Como esta secção não é normalizada, é necessário escolher um condutor de secção imediatamente superior:

$$S'_{Cu} \geq S_{Cu} \rightarrow S'_{Cu} = 1.3 \text{ mm}^2 \quad (94)$$

Para esta secção, é necessário calcular se a totalidade das espiras cabe dentro da forma:

$$K_u * A_w > S'_{Cu} * N' \quad (95)$$

$$0.5 * 177 > 1.3 * 45 \rightarrow 88.5 > 58.5 \quad (96)$$

Da expressão (89) conclui-se que as espiras cabem dentro da forma.

O comprimento do entreferro é dado pela seguinte expressão:

$$l_g = \frac{N'^2 * \mu_o * A_e}{L} \quad (97)$$

$$l_g = \frac{45 * 4\pi * 10^{-7} * 125 * 10^{-6}}{106 * 10^{-6}} = 0.0607 \text{ mm} \quad (98)$$

Ainda assim, este valor de entreferro não entra em linha de conta com o fluxo de dispersão.

Para o cálculo das perdas no cobre, é necessário calcular a secção efetiva do condutor incluindo o efeito pelicular e, para tal é necessário verificar se o efeito pelicular tem influência significativa na resistência do cobre.

O raio do condutor de secção S'_{Cu} será:

$$l_g = \frac{45 * 4\pi * 10^{-7} * 125 * 10^{-6}}{106 * 10^{-6}} = 0.0607 \text{ mm} \quad (99)$$

$$r = \sqrt{\frac{1.5 * 10^{-6}}{\pi}} = 0.691 \text{ mm} \quad (100)$$

A profundidade de penetração é:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega * \mu_o * \sigma_{Cu}}} = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi * \mu_o * f}} \quad (101)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{1.724 * 10^{-8}}{\pi * 4\pi * 10^{-7} * 61.115 * 10^{-3}}} = 0.267 \text{ mm} \quad (102)$$

Como $\delta < r$, então tem influência significativa e é preciso calcular S'_{CuEp} .

A secção efetiva do condutor incluindo o efeito pelicular é dada pela seguinte expressão:

$$S'_{CuEp} = \pi * r^2 - \pi(r - \delta)^2 \quad (103)$$

$$S'_{CuEp} = \pi * 0.691^2 - \pi(0.691 - 0.267)^2 = 0.935 \text{ mm}^2 \quad (104)$$

Para o cálculo da resistência do cobre é necessário calcular o comprimento total do condutor. Para isso, há que calcular o comprimento total do enrolamento:

$$l_{cond} = N' * l_{espira} \quad (105)$$

$$l_{cond} = 45 * 69 * 10^{-3} = 3.105 \text{ m} \quad (106)$$

A resistência total do cobre vem, então:

$$R_{CuEp} = \rho_{Cu} * \frac{l_{cond}}{S'_{CuEp}} \quad (107)$$

$$R_{CuEp} = 1.724 * 10^{-8} * \frac{3.105}{0.935 * 10^{-6}} = 57.25 \text{ m}\Omega \quad (108)$$

Com o valor da resistência total do enrolamento, é possível calcular as perdas no cobre:

$$P_{Cu} = R_{CuEp} * I_{ef}^2 \quad (109)$$

$$P_{Cu} = 57.25 * 2.778^2 = 441.815 \text{ mW} \quad (110)$$

Finalmente, calcula-se as perdas no ferro (P_{fe}):

$$P_{fe} = V_e * P_v \quad (111)$$

$$P_{fe} = 11500 * 10^{-3} * 140 = 1610 \text{ mW} \quad (112)$$

É visível que as perdas no ferro são elevadas. Isto deve-se ao elevado *ripple* de corrente (ΔI_L) que se verifica neste tipo de conversor.

6.4.Construção do PFC em CrM

Após a simulação e os testes em *breadboard* obterem os resultados esperados, torna-se imperativo o desenho do esquemático em PCB. O software escolhido para o desenho da PCB é o AUTODESK EAGLE (v.8.2.2). Inicialmente é necessário redesenhar o esquemático para o novo software:

Conversor AC-DC com corrente de entrada sinusoidal

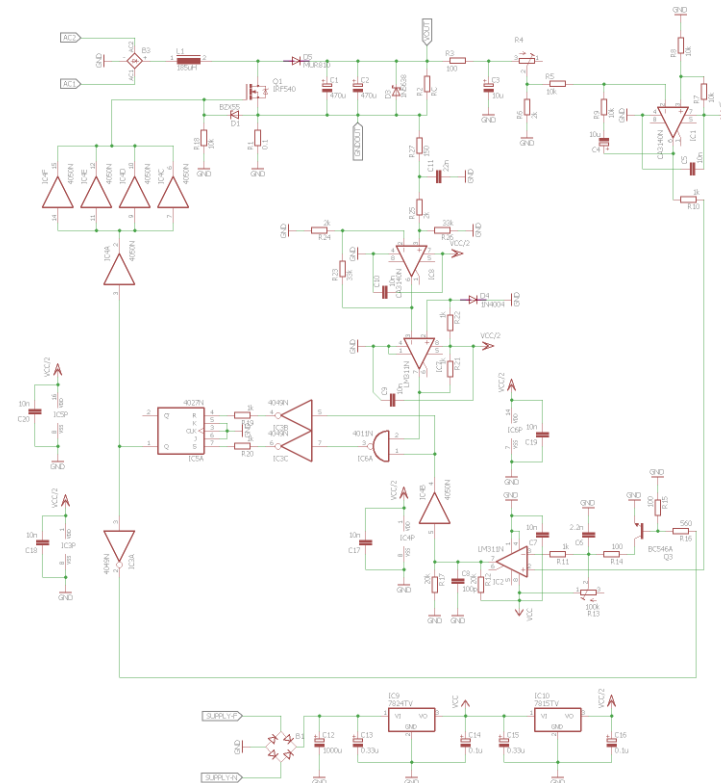


Figura 93 - Esquemático para a PCB.

Com o esquemático desenhado e sem conflitos, é possível desenhar a PCB:

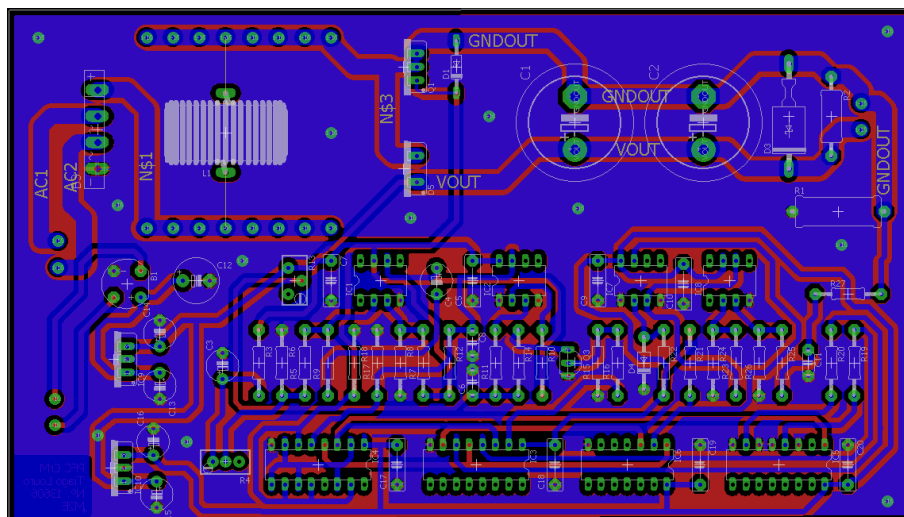


Figura 94 - PCB do PFC em CrM.

Devido à complexidade de ligações e de componentes foi necessário usar PCBs de 2 layers. Como se pode observar existe um plano de massa em cada layer. Esta escolha

prende-se com a necessidade de reduzir o ruído parasita que possa existir nas pistas, devido à alta frequência a que o PFC em CrM pode operar em baixas potências.

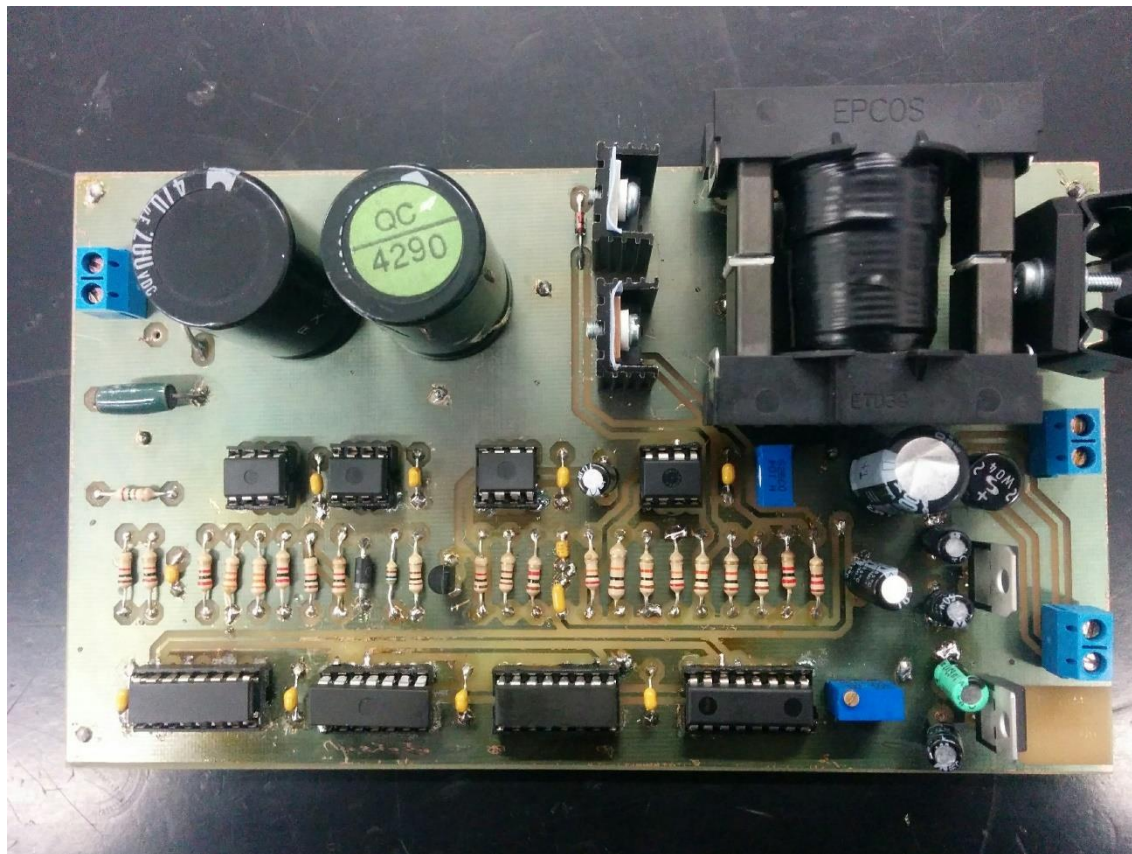


Figura 95 - PCB em CrM final.

6.5.PFC em CrM - Testes

Com a montagem dos componentes na placa de circuito impresso, segue-se os testes e as medições em carga do PFC. As medições serão feitas com recurso a um osciloscópio digital e a instrumentos de medida. Porém, é de considerar que as medidas da corrente de entrada não são exatas devido à resistência interna do transformador usado.

Inicialmente, foram feitas medições com o PFC desligado com o propósito de obter valores de referência da distorção harmônica. Com o conversor desligado o circuito equivalente é igual ao circuito da figura 19 que é um PFC passivo com a bobine em DC. No entanto, devido ao valor da bobine ser muito pequeno, o circuito assemelha-se a um retificador simples (figura 13) e as formas de onda deverão ser semelhantes às da figura 17.

A relação de conversão do transformador de intensidade usado em todas as leituras é de 100mV/A.

Para uma resistência com o valor aproximado de 50Ω , os resultados são os seguintes:

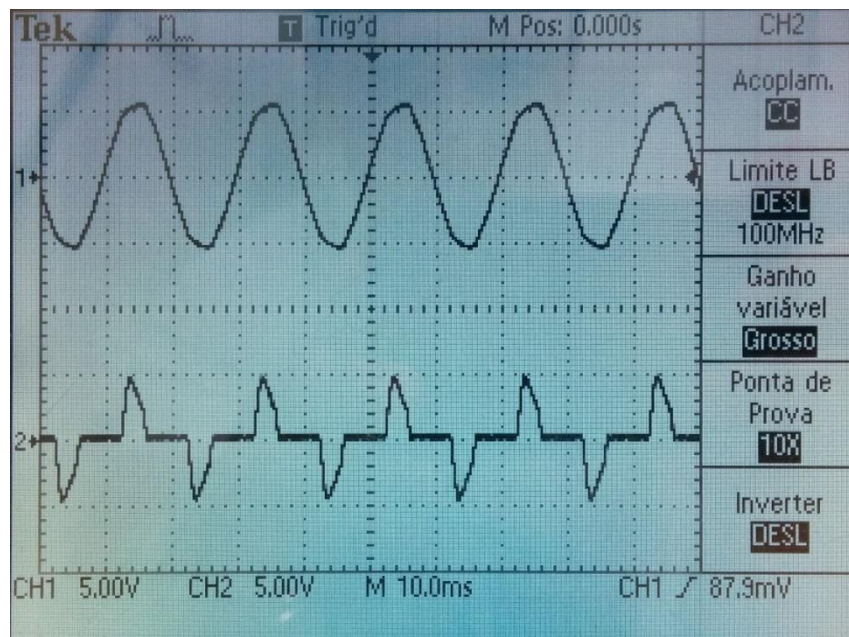


Figura 96 - PFC em CrM desligado: formas de onda de entrada da tensão (em cima) e da corrente (em baixo).

Portanto, para este caso existe uma corrente de entrada de pico de aproximadamente de 5 A. A forma de onda é típica para uma retificação simples, como esperado.

O osciloscópio digital usado tem a função *math* que permite retirar a FFT imediata do sinal e obter a influência que cada componente da frequência tem no sinal principal. Para o cálculo da THD serão consideradas as 3^a, 5^a, 7^a e 9^a harmônicas da tensão e da

corrente de entrada, deixando de parte todas as outras harmónicas e os seus valores inter-harmónicos.

O valor de cada harmónica é devolvido pelo osciloscópio em dBs. Para a obtenção dos valores em volt, é necessário converter os valores através da seguinte fórmula:

$$V_{(dB)} = 20 * \log_{10} V_{RMS} \rightarrow V_{RMS} = 10^{\frac{1}{20} * V_{(dB)}} \quad (113)$$

A FFT da tensão de entrada é a seguinte:

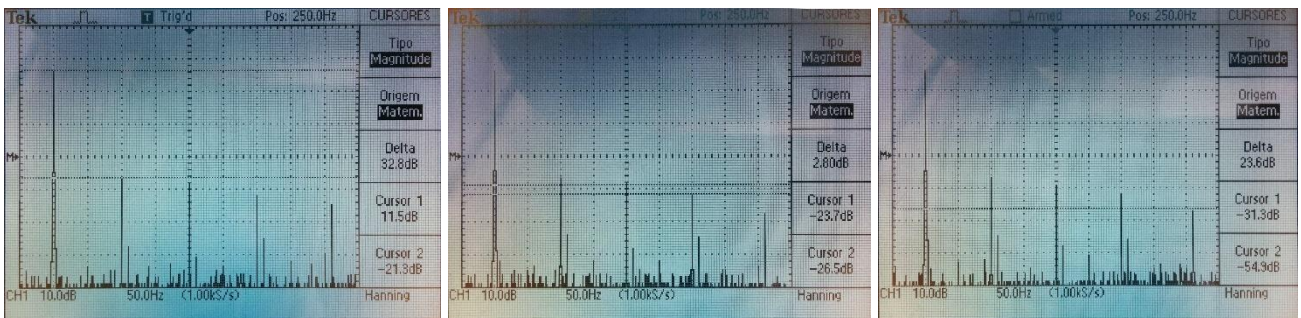


Figura 97 - PFC em CrM desligado: FFT da tensão de entrada (1ª e 3ª; 5ª e 7ª; 9ª harmónicas).

Os valores são observáveis nas imagens no local com o título “Cursor 1” e “Cursor 2”, pela ordem crescente.

Aplicando a fórmula de cálculo para valores da tensão em dBs:

| Ordem da harmónica | Valor em RMS |
|--------------------|--------------|
| 1ª Harmónica | 37.58 V |
| 3ª Harmónica | 0.86 V |
| 5ª Harmónica | 0.65 V |
| 7ª Harmónica | 0.47 V |
| 9ª Harmónica | 0.27 V |

Quadro 10 - Valor eficaz da tensão de entrada sem PFC.

A taxa total de distorção harmónica é calculada através da fórmula 21, que neste caso é 3.21% para a tensão de entrada.

A forma de onda da tensão não é afetada significativamente neste tipo de retificadores. No entanto, pela observação da forma de onda da corrente na figura 83 deduz-se que deverá ter valores muito acima destes.

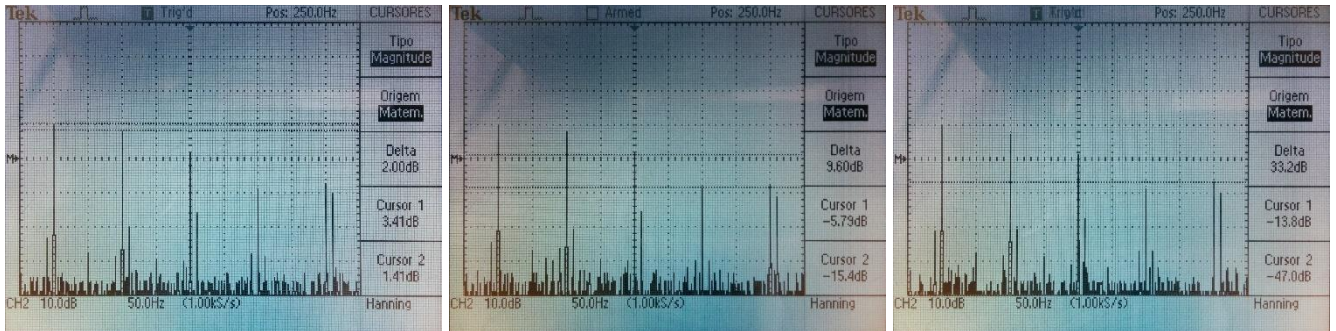


Figura 98 - PFC em CrM desligado: FFT da corrente de entrada (1ª e 3ª; 5ª e 7ª, 9ª harmónicas).

Aplicando a fórmula de cálculo para valores da corrente em dBs:

| Ordem da harmónica | Valor em RMS |
|--------------------|--------------|
| 1ª Harmónica | 1.481 A |
| 3ª Harmónica | 1.176 A |
| 5ª Harmónica | 0.513 A |
| 7ª Harmónica | 0.17 A |
| 9ª Harmónica | 0.204 A |

Quadro 11 - Valor eficaz da corrente de entrada sem PFC.

A 3ª harmónica apresenta um valor excessivo, quase do mesmo valor da fundamental. Definitivamente esta harmónica é a que mais contribui para uma taxa total de distorção harmónica de aproximadamente 88.5%, o que é um valor consideravelmente excessivo.

Para corrigir estes valores, foi ligado o PFC e reajustada a resistência de carga para aproximadamente 200 Ω . O valor da resistência de carga não tem uma influência significativa na THD, devido à sua natureza linear.

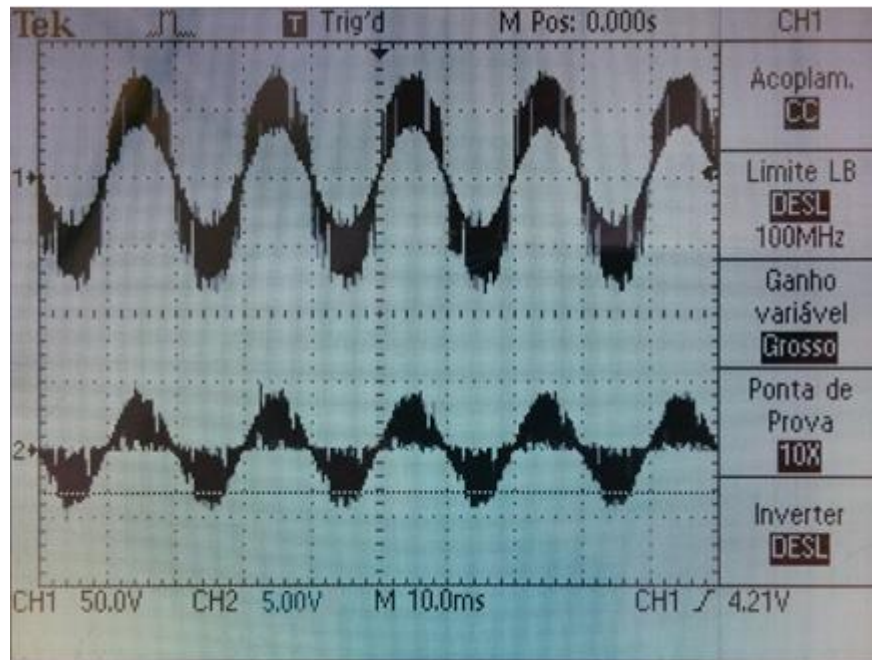


Figura 99 - PFC em CrM ligado: Formas de onda de entrada da tensão (em cima) e da corrente (em baixo).

A forma de onda da corrente apresenta o comportamento esperado, sendo esta a forma de onda típica da corrente de entrada de um PFC em CrM. É possível observar que está em fase com a forma de onda da tensão e apresenta uma envolvente sinusoidal.

Porém, a forma de onda da tensão apresenta um ruído com uma envolvente sinusoidal. Isto deve-se à resistência interna do transformador usado para alimentar o PFC. Também durante o t_{on} do *mosfet* o *ripple* da corrente que flui na bobine, ΔI_L , é superior à corrente máxima admissível no secundário, o que também contribui para esta queda de tensão momentânea. Todavia, este problema não afeta a medição da THD.

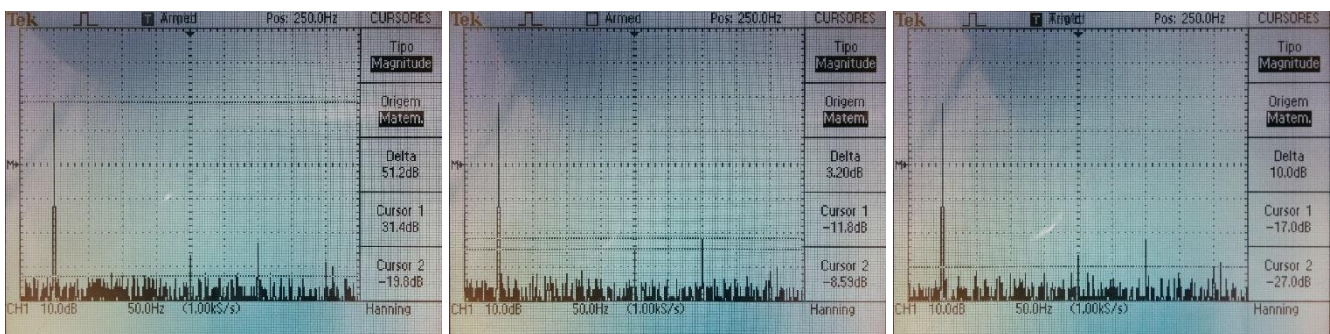


Figura 100 - PFC em CrM ligado (50 W): FFT da tensão de entrada (1ª e 3ª; 5ª e 7ª; 9ª harmônicas).

Os valores são observáveis nas imagens no local com o título “Cursor 1” e “Cursor 2”, por ordem crescente.

Aplicando a fórmula de cálculo para valores da tensão em dBs:

| Ordem da harmónica | Valor em RMS |
|--------------------|--------------|
| 1ª Harmónica | 37.15 V |
| 3ª Harmónica | 0.102 V |
| 5ª Harmónica | 0.257 V |
| 7ª Harmónica | 0.372V |
| 9ª Harmónica | 0.141 V |

Quadro 12 - Valor eficaz da tensão de entrada com PFC (50 W).

A taxa total de distorção harmónica é calculada através da fórmula 21, que neste caso é 1.3% para a tensão de entrada. Em comparação com o teste anterior, com o PFC ligado apresenta melhores resultados, mesmo tendo a forma de onda de tensão com um ruído visível na figura 86.

A FFT correspondente à forma de onda da corrente de entrada é a seguinte:

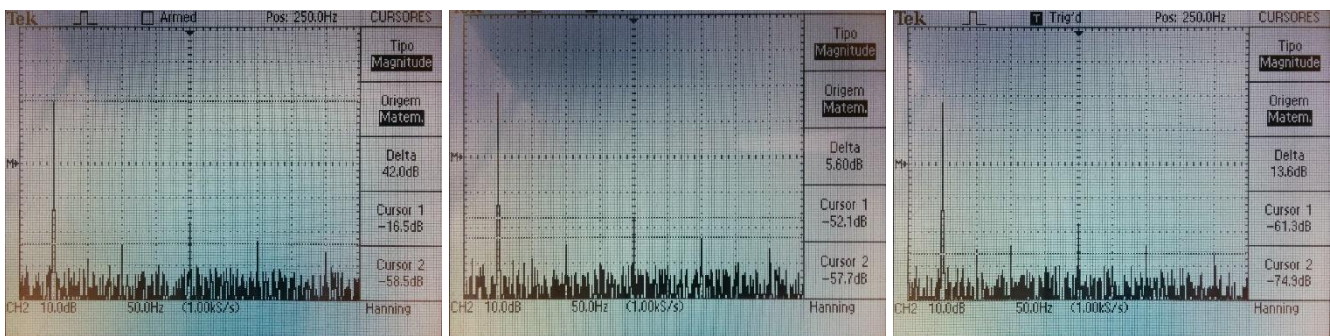


Figura 101 - PFC em CrM ligado (50 W): FFT da corrente de entrada (1ª e 3ª, 5ª e 7ª, 9ª harmónicas).

Aplicando a fórmula de cálculo para valores da corrente em dBs:

| Ordem da harmónica | Valor em RMS |
|--------------------|--------------|
| 1ª Harmónica | 1.5 |

| | |
|--------------------------|-------|
| 3 ^o Harmónica | 0.012 |
| 5 ^a Harmónica | 0.025 |
| 7 ^a Harmónica | 0.013 |
| 9 ^a Harmónica | 0.009 |

Quadro 13 - Valor eficaz da corrente de entrada com PFC (50 W).

É de salientar que todos os valores harmónicos e inter-hamónicos têm valores muito baixos em relação à fundamental. A sua taxa de distorção harmónica é de 2.128 %, o que é um valor muito abaixo do valor calculado sem o PFC ligado.

Foi feito outro ensaio, agora com uma carga de aproximadamente 333Ω (~30 W) para verificar o comportamento do PFC a cargas mais baixas, visto que este tipo de controlo apresenta um funcionamento mais desfavorável, inconveniente mencionado anteriormente no ponto 5.1.2, com cargas de baixa potência.

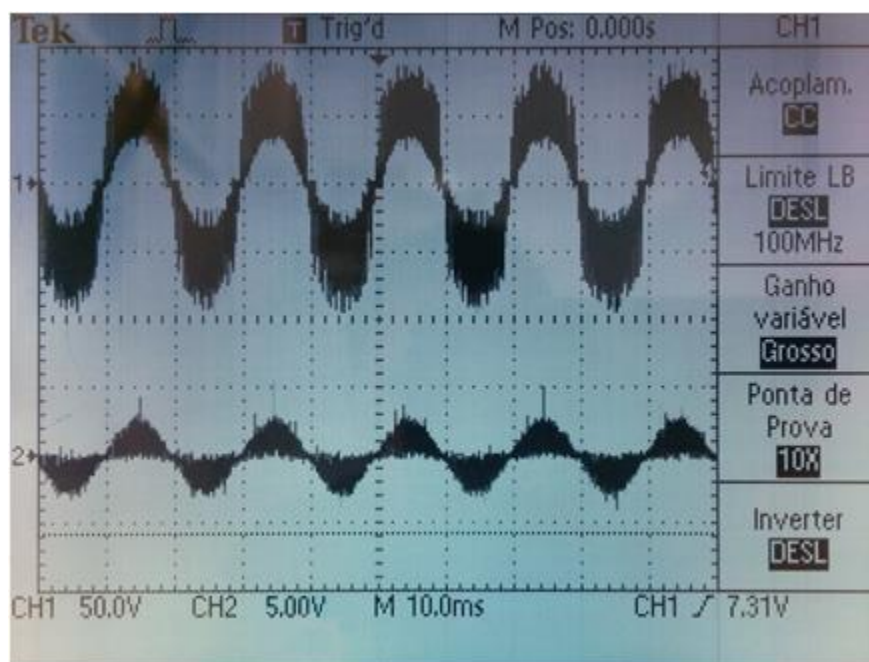


Figura 102 - PFC em CrM ligado (30W): Formas de onda de entrada da tensão (em cima) e da corrente (em baixo).

As formas de onda da tensão e da corrente são em tudo semelhantes às do ensaio anterior.

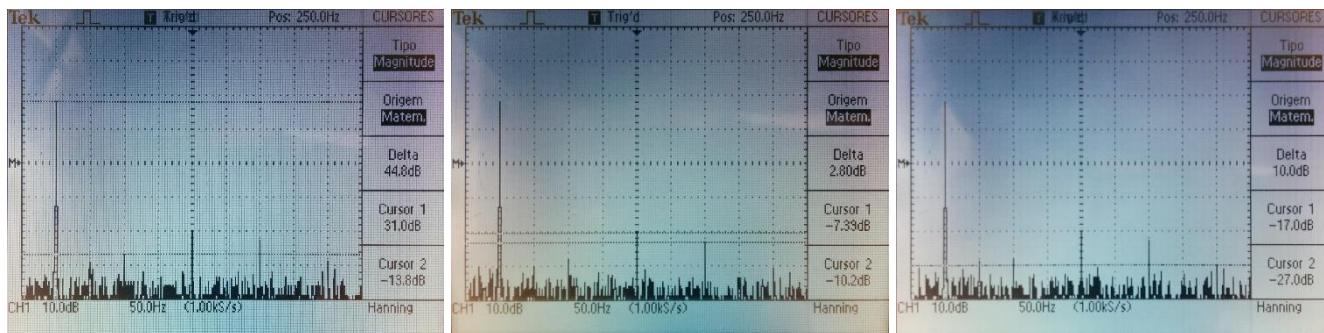


Figura 103 - PFC em CrM ligado (30 W): FFT da tensão de entrada (1ª e 3ª; 5ª e 7ª; 9ª harmônicas).

Aplicando a fórmula de cálculo para valores da tensão em dBs:

| Ordem da harmónica | Valor em RMS |
|--------------------|--------------|
| 1ª Harmónica | 35.481 |
| 3ª Harmónica | 0.204 |
| 5ª Harmónica | 0.427 |
| 7ª Harmónica | 0.309 |
| 9ª Harmónica | 0.141 |

Quadro 14 - Valor eficaz da tensão de entrada com PFC (30 W).

Para este ensaio a taxa de distorção harmónica é de 1.64 %, ligeiramente superior ao ensaio anterior. Porém, continua a ter um valor muito abaixo do apresentado pelo retificador sem PFC.

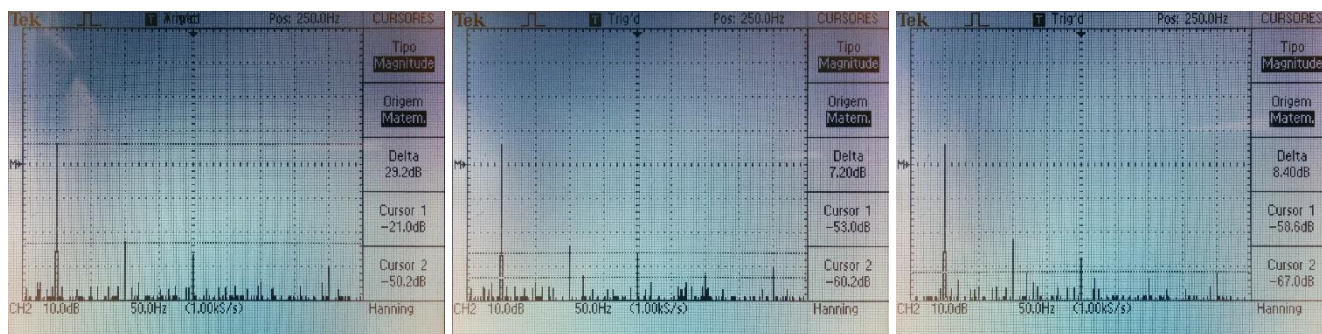


Figura 104 - PFC em CrM ligado (30 W): FFT da corrente de entrada (1ª e 3ª; 5ª e 7ª; 9ª harmônicas).

Aplicando a fórmula de cálculo para valores da corrente em dBs:

| Ordem da harmónica | Valor em RMS |
|--------------------|--------------|
| 1ª Harmónica | 0.891 |
| 3ª Harmónica | 0.031 |
| 5ª Harmónica | 0.022 |
| 7ª Harmónica | 0.01 |
| 9ª Harmónica | 0.012 |

Quadro 15 - Valor eficaz da corrente de entrada com PFC (30 W).

Para o caso da corrente, a taxa de distorção harmónica subiu ligeiramente para os 4.61 %. Como explicado anteriormente, esta subida é devido ao aumento de frequência de comutação do PFC para cargas de menor valor. Porém, os valores medidos continuam muito abaixo dos valores apresentados pelo retificador sem PFC.

É de notar que todos os ensaios foram feitos sem filtro EMI, pelo que o uso deste tipo de filtragem passiva iria reduzir ainda mais a taxa de distorção harmónica em qualquer situação.

7. Conclusão

Os métodos convencionais para filtrar a energia elétrica já não são eficazes face à nova eletrónica. Adicionar elementos passivos aos circuitos ajuda à redução do fator de potência e à redução da taxa de distorção harmónica total, mas não é suficiente para cumprir as normas de qualidade de energia, como a EN61000. No entanto, pela mão da mesma eletrónica de potência que em geral é responsável pela grande maioria das correntes harmónicas nas redes de distribuição elétrica, é possível filtrar essas harmónicas e tornar os equipamentos mais eficientes e menos poluidores. Existem diversos métodos e formas de diminuir a taxa de distorção harmónica num equipamento. Neste trabalho, foi estudado e construído um conversor AC-DC com corrente de entrada sinusoidal (PFC) em CrM (*Critical Conduction Mode*). Através deste PFC, é possível concluir que a eficaz redução da distorção harmónica total deverá passar pelo uso deste tipo de filtros ativos em virtude de um “ambiente elétrico” estável e capaz de lidar com os desafios do futuro. A conclusão dos 4 primeiros objetivos referidos na introdução deste trabalho culmina com a recolha dos resultados práticos obtidos no ensaio deste conversor, que estão muito acima das expectativas iniciais, tendo a maior taxa de distorção harmónica total o valor de 4.61% contra os 88.5% com o conversor desligado.

Um aspeto importante que não foi tido em conta nos valores obtidos é a medição do rendimento do conversor. Para a medição do rendimento do conversor seria necessário medir a corrente de entrada e a corrente de saída do conversor, para que posteriormente se pudesse calcular a potência consumida e a potência fornecida à carga. No entanto, como se pode observar pelas imagens da corrente de entrada, a forma de onda da corrente sinusoidal e a medição dos instrumentos de medida não mostram o valor real da corrente, pois o valor dos instrumentos de medida corresponde ao valor eficaz de uma onda sinusoidal.

Quando comparado com sistemas de iluminação em que os balastros modernos têm uma THD de aproximadamente 10% ou com lâmpadas fluorescentes compactas com uma THD até 150% [29], este conversor apresenta uma melhoria e uma solução para estes 2 exemplos apresentados, no caminho do cumprimento das normas de qualidade de energia elétrica.

De acordo com o Relatório da Qualidade de Serviço de 2016, os resultados das monitorizações efetuadas globalmente permitem classificar a qualidade de energia elétrica nacional com o nível elevado, salientando-se a percentagem elevada de valores conformes. Mais concretamente, foram verificadas situações pontuais de distorção harmónica em não conformidade associadas às 5.^a e 7.^a harmónicas. Porém, em nenhuma das situações foi identificada correlação com reclamações ou impacto nas instalações, equipamentos de utilização ou produto de energia elétrica. Estes resultados espelham a preocupação da entidade que regula a distribuição de energia, mas principalmente são a consequência da aplicação de normas relativas à qualidade de energia nos diversos equipamentos e também do controlo de harmónicas e do fator de potência nas diversas instalações industriais. Para uma futura evolução deste projeto, é necessário melhorar a resposta do conversor à situação de vazio. Como se pode observar pelos ensaios realizados, quanto menor for a carga a alimentar, mais dificuldade tem o controlo de atuar na tensão de saída e maior é a taxa de distorção harmónica total. Contudo, o problema da situação de vazio tem um peso inferior quando comparado com os efeitos que a poluição harmónica tem na rede elétrica.

Outra melhoria que poderia ser aplicada seria dimensionar o mesmo tipo de retificador com o mesmo controlo, mas sem ponte de retificação (*bridgeless* PFC). Esta tipologia permite que o PFC tenha potências muito superiores com o mesmo método de controlo. Culminando com um aumento da tensão de alimentação de entrada para os 230V de valor eficaz e com uma tensão de saída na ordem dos 400V, poderia ser interessante na alimentação de carros elétricos.

8. Bibliografia

- [1] L. DaVinci, “Design for lathe and saw frame by Leonardo da Vinci, late 15th,” [Online]. Available: <http://www.gettyimages.pt/detail/fotografia-de-not%C3%ADcias/da-vinci-was-the-most-outstanding-italian-fotografia-de-not%C3%ADcias/90771069#da-vinci-was-the-most-outstanding-italian-painter-sculptor-architect-picture-id90771069>. [Acedido em 20 10 2017].
- [2] “Explicatorium,” [Online]. Available: <http://www.explicatorium.com/biografias/nikola-tesla.html>. [Acedido em 03 10 2017].
- [3] SuaPesquisa, “www.suapesquisa.com,” [Online]. Available: https://www.suapesquisa.com/industrial/terceira_revolucao.htm. [Acedido em 06 10 2017].
- [4] ERSE, Informação sobre facturação de energia, 2010.
- [5] CENELEC, EN 50160 - Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems, 2007.
- [6] H. M. & A. Klajn, Voltage Disturbances - Standard EN 50160 Voltage Characteristics in Public Distribution Systems, United Kingdom : Copper Development Association , 2004.
- [7] E. -. E. R. d. S. Energéticos, Regulamento da qualidade de serviço do setor elétrico, Lisboa, 2013.
- [8] E. -. E. P. S. M. Association, Harmonic Current Emissions - Guidelines to the standard EN 61000-3-2, Wellingborough, Northants: EPSMA, 2010.
- [9] C. Europeia, “Electromagnetic Compatibility (EMC) Directive,” [Online]. Available: http://ec.europa.eu/growth/sectors/electrical-engineering/emc-directive_pt. [Acedido em 2017 09 09].
- [10] cenelec, “EN 61000-3-2:2014,” 22 08 2014. [Online]. Available: https://www.cenelec.eu/dyn/www/f?p=104:110:1718371506164601:::FSP_ORG_ID,FSP_PROJECT,FSP_LANG_ID:1258817,54706,25. [Acedido em 13 09 2017].

- [11] IEEE, IEEE Std 519™-2014, New York - USA, 2014.
- [12] G. Deb, Ferranti Effect in Transmission Line, 2012.
- [13] C. Sankaram, Power Quality, Florida: CRC Press LLC, 2002.
- [14] R. C. /. M. F. M. /. S. S. /. H. W. Beaty, Electrical Power Systems Quality, 2004.
- [15] J. Z. Junfeng Liu, A Valley-Fill Driver With Current Balancing for Parallel LED Strings Used for High-Frequency AC Power Distribution of Vehicle, 2017.
- [16] K. K. Sum, Improved Valley-Fill Passive Current Shaper, California, 1997.
- [17] E. E. E.-K. S. a. S. H.Z.Azazi, Review of Passive and Active Circuits for Power Factor Correction in Single Phase, Low Power AC-DC Converters, Cairo University, Egypt, 2010.
- [18] F. Electronics, “Power Factor correction inductors,” 2017. [Online]. Available: <http://www.falcomex.com/Prods/PFC.aspx>. [Acedido em 10 06 2017].
- [19] I. I. NACI GENC., Teaching of Power Quality Phenomenon Based on Modeling and Simulation of Boost Type PFC Converters, Ankara, Turkey, 2009.
- [20] P. P. Coelho, Manual de Controlo, Tomar, 2007.
- [21] S. M. I. a. J. W. S. Xiaotian Zhang, Analysis of Boost PFC Converters Operating in the Discontinuous Conduction Mode, 2011.
- [22] ON Semiconductor, Power Factor Correctino (PFC) Handbook, Denver, Colorado 80217 USA: Literature Distribution Center, 2014.
- [23] F. N. Raul Monteiro, Sebenta de Eletrónica de Energia, Tomar.
- [24] Infineon, CCM PFC Boost Converter Design, 2013.
- [25] T. Instruments, LM111-N/LM211-N/LM311-N Voltage Comparator, 2013.
- [26] I. Rectifier, IRFB4020PbF.
- [27] ST, L7800 series-Positive voltage regulators, 2006.
- [28] Farnell, “Farnell,” 03 04 2017. [Online]. Available:

<http://pt.farnell.com/ferroxcube/etd39-20-13-3c90/ferrite-core-etd-3c90/dp/3056399>.

- [29] L. Oliveira, “Jornadas Técnicas de Electrotecnica,” em *Qualidade da Energia Eléctrica: Perturbações e Soluções Reparadoras*, 2012.